radioelektronik

5 '84

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia



Radioelektronik

MAJ 1984 ● ROCZNIK XXXV (60)

5 '84

WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH



SIGMA

PRZEDSIEBIORSTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ
00-950 WARSZAWA, skrytka 1004, ul. Biała 4

Adres redakcji:
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa.
Tel. 25-29-85

WARUNKI PRENUMERATY

1. **Osoby prawne-instytucje-zakłady pracy** zlokalizowane w miastach wojewódzkich i pozostałych miastach, w których znajdują się siedziby Oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" zamawiają prenumeratę w tych Oddziałach. Instytucje i zakłady pracy zlokalizowane w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" i na terenach wiejskich, opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych i u doręczycieli.

2. **Osoby fizyczne-indywidualni prenumeratorzy** zamieszkali na wsi i w miejscowościach, gdzie nie ma Oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych i u doręczycieli. Osoby fizyczne zamieszkałe w miastach-siedzibach Oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych nadawczo-oddawczych, właściwych dla miejsca zamieszkania prenumeratora. Wpłaty dokonują używając blankietu wpłaty na r-k bankowy miejscowego Oddziału RSW „Prasa-Książka-Ruch".

3. **Cena prenumeraty:** roczna 480 zł, półroczna 240, kwartalna 120 zł.

4. **Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę** przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV Oddział w Warszawie nr 1153-201045-139-11. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę pocztą zwykłą jest droższa od prenumeraty krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

5. **Terminy przyjmowania prenumeraty na kraj i za granicę**
– do 10 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego oraz cały rok następny
– do dnia 1 każdego miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty roku bieżącego.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 900/CD. Nakład 200 000 egz. Ark. druk. 4,5. Skład techniką fotograficzną. Cena zł 40. Numer zamknięto 30.III.1984 r. T-44.

50-lecie utworzenia Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego (20 lutego 1934 r.) uroczyście obchodzono w Instytucie Łączności, będącym w prostej linii następcą i kontynuatorem działalności PIT w podstawowych kierunkach telekomunikacji. Uroczyste obchody pod protektoratem wicepremiera prof. dr inż. Edwarda Kowalczyka i ministra łączności prof. dr inż. Władysława Majewskiego odbyły się 20 lutego br. z udziałem licznych gości.

Na uroczystym posiedzeniu Rady Naukowej Instytutu Łączności, prof. dr inż. Andrzej Zieliński (dyrektor IŁ) wygłosił referat nt. działalności wymienionych Instytutów w okresie minionego półwiecza. Mówił również o kierunkach dalszej działalności, zmierzających do unowocześnienia polskiej telekomunikacji głównie przez jej elektronizację i szerokie wprowadzanie systemów cyfrowych, mikroprocesorowych oraz optoelektronicznych.

Podniosłym i wręcz wzruszającym fragmentem uroczystości było odsłonięcie tablicy pamiątkowej, w gmachu Instytutu Łączności, poświęconej 50-leciu działalności PIT i IŁ. Odsłonięcia dokonał prof. dr inż. Janusz Groszkowski, który był pierwszym dyrektorem PIT i inicjatorem odbudowy tego Instytutu po zniszczeniach wojennych. Warto podkreślić, że w oparciu o PIT i utworzone drogą podziału w 1951 r. nowe instytuty, powstały w zasadzie wszystkie instytuty i ośrodki badawczo-rozwojowe zajmujące się problemami telekomunikacji, elektroniki oraz sprzętem radioelektronicznym i elektroakustycznym. W ramach obchodów jubileuszowych urządzono w IŁ wystawę najciekawszych prac Instytutu z ostatnich lat oraz projektów nowych systemów, jak również wiele nowych aparatów i urządzeń.

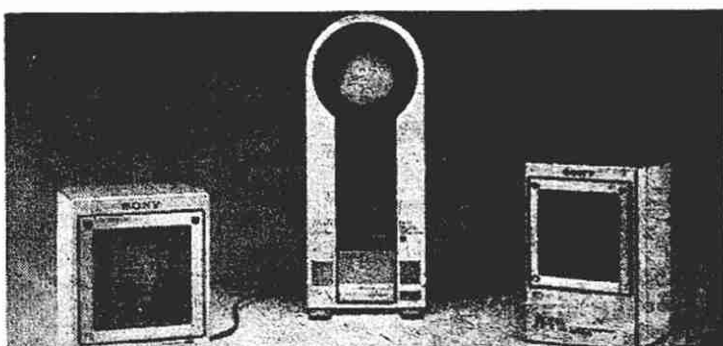
W jednej z notatek „Z kraju i ze świata" donosiliśmy o oryginalnej konstrukcji gramofonu przenośnego firmy Sony, z odczytem tangencjalnym, dwustronnym, który może pracować również w pozycji pionowej. Obecnie prezentujemy zdjęcie gramofonu. Urządzenie jest niewrażliwe na wstrząsy w czasie transportu i ma stosunkowo małe wymiary, przy bardzo dobrych parametrach Hi-Fi (równomierność obrotów ±0,14%).

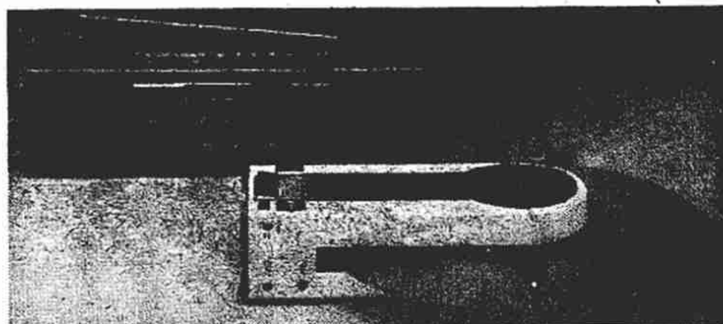
Elektronika zaczyna wkraczać również do gospodarstw rolnych. Na konferencję, która odbyła się w grudniu 1983 r. w Chicago, pod nazwą National Conference on Agricultural Electronics Applications, zgłoszono prawie 100 referatów na temat zastosowania elektroniki w tej dziedzinie. Wzrost zainteresowania elektroniką u farmerów pojawił się dopiero po znacznej obniżce cen układów „pamięci" i innych podzespołów.

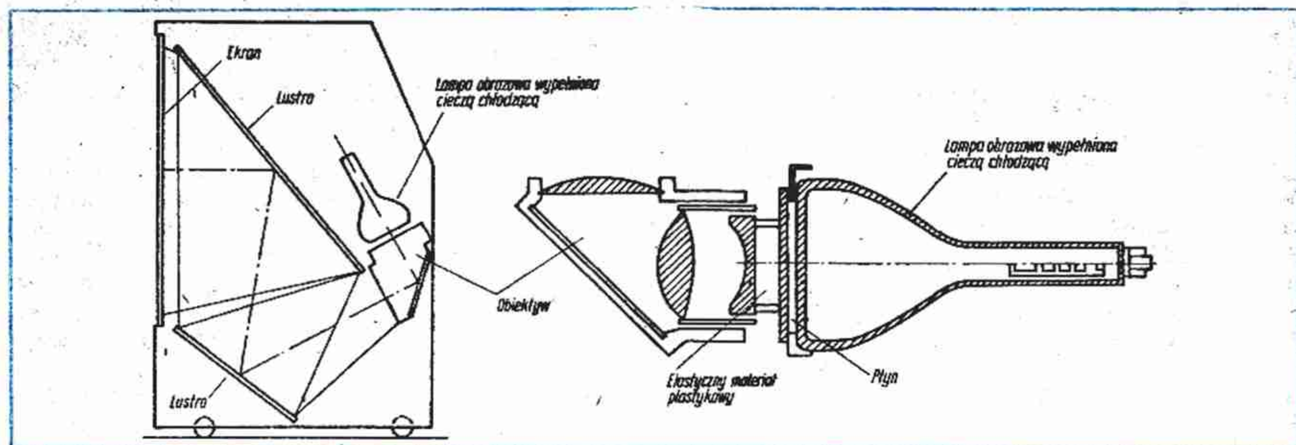
Pewne zastosowania elektroniki zdały już praktyczny egzamin, jak np. przy racjonalnym karmieniu krów mlecznych. Mleczność krów zależy nie tylko od składu paszy, lecz również od wielkości porcji zjadanej dziennie, która musi być dokładnie dostosowana do ciężaru, produkcji mleka i innych czynników. Krowa nosi na szyi nadajnik wysyłający sygnał o jednej, identyfikującej ją częstotliwości, odbieranej przez czujnik komputera. Zbliżając się do swego stanowiska przy paśniku, rozpoznana elektronicznie, otrzymuje tyle strawy, aby zapewnić łączną normę dzienną zgodnie z zaprogramowanymi przez farmera wskazówkami w pamięci komputera. Mimo, że system dla stada 125 krów kosztuje 23 tys. dolarów, amortyzuje się on w ciągu 1–2 lat dzięki poprawie produktywności i oszczędności paszy. W przygotowaniu znajduje się system, w którym komputer będzie automatycznie gromadzić, przez dłuższy czas, informacje o stanie każdej krowy, jej cyklu laktacyjnym itd. i wyznaczać każdej z nich dokładną porcję paszy. System będzie kosztował znacznie taniej po opanowaniu techniki wokoderów do rozpoznawania głosów krowich. Wówczas będzie można zrezygnować z kosztownych nadajników, rozpoznając krowę zbliżającą się do paśnika po charakterystycznym, podobno innym dla każdej krowy, przeciągłym muuu...

Na wspomnianej konferencji w Chicago sporo miejsca poświęcono automatycznej regulacji pracy traktorów i kombajnów. Na przykład, system mikroprocesorowy przeznaczony dla traktorów, składający się z radarowego szybkościomierza i licznika prędkości obrotów silnika umożliwia minimalizację poślizgów kół, wydłużając czas użytkowania opon o 40% oraz oszczędzając paliwa o 10%. Z kolei zastosowanie mikroprocesora w kombajnie zwiększa jego wydajność o 5–10%. Polega ono na umieszczeniu na maszynie monitorów wykrywających ziarno w plewach i dostosowujących prędkość zbioru do skuteczności wyłuskiwania ziarna z kłosów. W tym celu jest ulokowany na wyjściu z kombajnu czujnik piezoelektryczny, o który uderzają wymłócone resztki kłosów. Czujnik, reagujący na siłę uderzenia wielkością generowanego sygnału, wykrywa w ten sposób ilości ziarna pozostającego w plewach.

Elektronika znajduje również pożyteczne zastosowanie w przyrządach irygacyjnych, weterynaryjnych, urządzeniach do badania stanu roślin, stanu gleby, magazynowania zboża itd. Istotnym warunkiem zastosowania urządzeń elektronicznych w rolnictwie jest odporność na szkodliwe warunki otoczenia oraz ich ekono-







miczność. Okazuje się, że wymagania środowiskowe są tu ostrzejsze niż dla sprzętu wojskowego, który z reguły jest obsługiwany i konserwowany przez fachowców. Urządzenia elektroniczne dla rolnictwa muszą „znieść" eksploatację w temperaturze od –40 do +85°C, wilgotności w zakresie 0–100%, nadzwyczaj ostre wibracje i wstrząsy, charakteryzować się odpornością na kurz i zabrudzenie, na korodujące chemikalia itp. Większość zastosowań rolniczych można zrealizować za pomocą mikroprocesorów 8-bitowych. Przy tym rynek rolniczy jest bardzo wrażliwy na ceny. Na przykład, dla zapewnienia zbytu szeregu urządzeń konieczne było w konkretnych przypadkach zrezygnowanie z bardziej nowoczesnych układów i zastosowanie wysłużonej rodziny mikroprocesorów Intel 8048, 8049 i 8050 ze względu na ich niską cenę i łatwą dostępność.

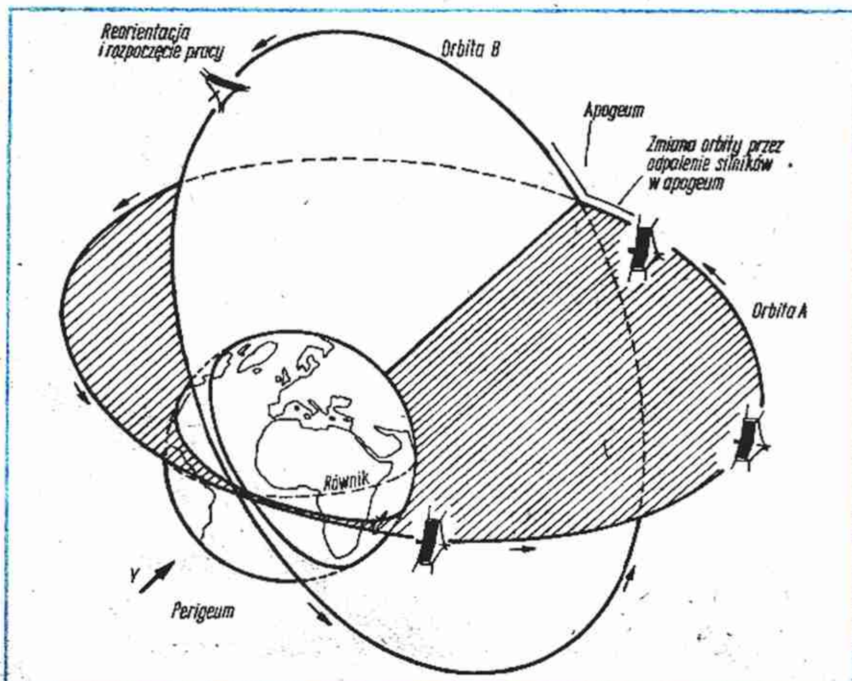
W firmie Hitachi opracowano nową lampę obrazową o dużym ekranie i małych wymiarach chłodzoną cieczą, współpracującą ze specjalnie opracowanym obiektywem. Umożliwia ona rzutowanie obrazów telewizyjnych na ekran. Mimo dużego ekranu, o przekątnej 130 cm, całe urządzenie udało się umieścić, dzięki przemyślnej konfiguracji obiektywu i zwierciadeł (rys.) w obudowie o rozmiarach 115×109×71,5 cm. Kąt obserwacji ekranu wynosi ±45%, jasność obrazu jest, w odróżnieniu od dotychczas sprzedawanych systemów, 1,5 razy większa, zaś kontrast aż trzykrotnie większy. Odbiornik jest przystosowany do reprodukcji dwóch dźwięków z mocą 2×10 W.

Dwudziestu producentów zrzeszonych w Związku Fonograficznym Japonii złożyło w sądzie skargę przeciw trzem firmom, które zainstalowały, w sklepach wypożyczających nagrane taśmy magnetyczne, automaty wrzutowe do szybkiego kopiowania taśmy. Automat umożliwia użytkownikowi przekopiowanie w ciągu 3 min za niewielką opłatą (około 80 centów), taśmy o długości odpowiadającej jednogodzinnemu nagraniu.

System magnetowidowy VHS ma szanse stać się jedynym systemem na świecie. Japońska firma Toshiba postanowiła rozpocząć, od połowy 1984 r., w swojej fabryce w Wielkiej Brytanii, produkcję magnetowidów VHS w liczbie 10 tys. sztuk miesięcznie. Toshiba należy do obozu zwolenników standardu sony'owskiego Beta. Toshiba zamierza sprzedawać urządzenia wyprodukowane w W. Brytanii również w innych krajach Europy Zachodniej. Jednocześnie obie firmy europejskie Grundig i Philips, które swego czasu wspólnie opracowały magnetowid systemu V2000, przystąpią w 1984 r. do produkcji (w fabrykach europejskich) magnetowidów systemu swoich japońskich konkurentów, tj. VHS. Podczas, gdy u Grundiga będzie to własne opracowanie konstrukcyjne, Philips zdecydował się na zakup licencji w Japonii.

16 czerwca 1983 r. został wystrzelony na orbitę satelita amatorski AMSAT (razem z zachodnioeuropejskim satelitą komunikacyjnym ECS-1) we francuskiej Gujanie. Po oddzieleniu się od trzeciego stopnia rakiety nośnej, Ariane i rozpoczęciu orbitowania, satelita amatorski otrzymał nazwę OSCAR 10 (Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio). Według założeń łączność za pomocą OSCAR'a może mieć miejsce przez 15...18 h dziennie z każdego niemal punktu półkuli północnej naszego globu. Jest to możliwe dzięki silnemu nachyleniu orbity eliptycznej satelity w stosunku do równika.

Wykorzystano tu doświadczenie ZSRR, którego satelity komunikacyjne typu „Mołnia" od dłuższego czasu zapewniają łączność przez większą część dnia na dużym obszarze kraju. Niestety, OSCAR 10 nie osiągnął na razie przewidzianej trajektorii (orbita B na rys.) wskutek defektu technicznego, co powoduje pewne ograniczenia jego możliwości.

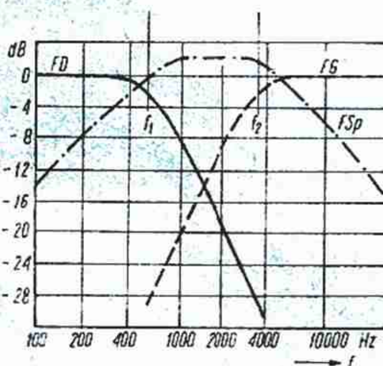


Układy filtrów aktywnych

Filtry aktywne, czyli filtry zawierające elementy czynne, są obecnie szeroko stosowane w wielu gałęziach elektroniki. Wielką ich zaletą jest m. in. to, że są one tworzone – poza elementami czynnymi – tylko z elementów R i C, a ich charakterystyki mało różnią się od założonych. W artykule są przedstawione wybrane układy filtrów aktywnych przeznaczonych przede wszystkim do wielokanałowych wzmacniaczy mocy m.cz. i zespołów głośnikowych wyposażonych w takie wzmacniacze.

W zespołach głośnikowych konstruowanych w warunkach amatorskich „słabym miejscem" jest bierny filtr L C (tzw. zwrotnica prądowa) rozdzielający prądy zasilające poszczególne głośniki zespołu. Amator nie dysponuje aparaturą i warunkami niezbędnymi do zbadania właściwości zespołu głośnikowego z takim filtrem. Warto dodać, że nawet w warunkach specjalistycznych laboratoriów nie jest to zadanie łatwe. Amator-konstruktor działa więc „na ślepo".

Filtr LC włączony między wyjście wzmacniacza i głośniki powoduje pewne straty energii i co gorzej, zmniejsza tłumienie głośników małą impedancją wyjściową wzmacniacza. Szczególnie „niebezpieczna" sytuacja powstaje w przypadku trójdrożnych zespołów głośnikowych i biernych filtrów 12 dB/okt. (filtry drugiego rzędu). Mogą wówczas występować zupełnie nieprzewidziane zjawiska, powodujące nawet uszkodzenie wzmacniacza. Z przytoczonych powodów można zalecić stosowanie zamiast jednego wzmacniacza mocy, odpowiednio dwóch lub trzech wzmacniaczy i zespołu filtrów aktywnych włączonych między przedwzmacniacz i wejścia wzmacniaczy mocy. O innych zaletach takiego rozwiązania pisaliśmy już w artykule pt. „Problemy konstruowania amatorskich wzmacniaczy mocy" (nr 4/84).



Rys. 1. Charakterystyki filtrów (przykład)
FD – filtr dolnoprzespustowy,
FSp – filtr środkowoprzepustowy,
FG – filtr górnoprzepustowy,
f_1 i f_2 – częstotliwości graniczne filtrów FD i FG

WIADOMOŚCI OGÓLNE

Zadaniem filtrów przepustowych jest przenoszenie sygnałów o częstotliwościach leżących w pasmie przenoszenia filtru, a tłumienie sygnałów o innych częstotliwościach. Zadaniem filtrów zaporowych jest tłumienie sygnałów o częstotliwościach leżących w określonym pasmie, a przenoszenie sygnałów o innych częstotliwościach.

Rozróżniamy następujące podstawowe rodzaje (typy) filtrów:
- dolnoprzepustowe,
- górnoprzepustowe,
- środkowoprzepustowe,
- środkowozaporowe.

Przykłady charakterystyk trzech rodzajów filtrów przedstawiono na rys. 1.

Zależnie od wymagań, konstruuje się filtry o mniejszej lub większej stromości zboczy. Najprostszy filtr, utworzony z kondensatora i rezystora (RC), nazywa się filtrem pierwszego rzędu i ma zbocze o nachyleniu 6 dB/okt (20 dB na dekadę). Filtry drugiego rzędu mają zbocza o nachyleniu 12 dB/okt (40 dB na dekadę). Filtry trzeciego rzędu – odpowiednio 18 dB/okt., a filtry czwartego rzędu 24 dB/okt.

Z przebiegu charakterystyk przedstawionych na rys. 1 można zauważyć, że filtr dolnoprzepustowy (FD) i filtr górnoprzepustowy (FG) mają charakterystyki o nachyleniu 12 dB/okt. Natomiast filtr środkowoprzepustowy (FSp) ma zbocza charakterystyki mniej strome o nachyleniu 6 dB/okt.

W odniesieniu do wszystkich filtrów za częstotliwość graniczną f_g przyjmuje się tę, dla której wzrost tłumienia filtru wynosi 3 dB. Jeżeli wartość tę wyrazi się napięciem sygnału, to przy częstotliwości granicznej wartość ta wyniesie 0,7 wartości napięcia sygnału o częstotliwości leżącej w środkowej części pasma przenoszenia.

Jak wynika z charakterystyk (rys. 1) w zasadzie od częstotliwości granicznej f_g zbocze filtru ma znamienną dla danego rodzaju filtru stromość.

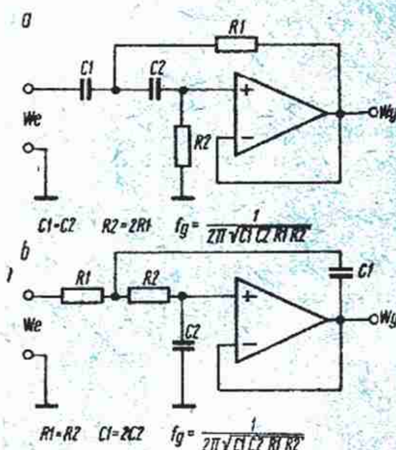
Charakterystyki filtrów mogą mieć różny przebieg, zależnie od „zestrojenia" filtru (dobór wartości elementów, dobór sprzężeń zwrotnych itd.). Rozróżniamy następujące typowe charakterystyki filtrów: Butterwortha, Bessela, Czebyszewa. W miarę potrzeby są konstruowane filtry o innych, specjalnych charakterystykach. Nas interesują najbardziej filtry Butterwotha, które wyróżniają się względnie łagodnie „zaokrągloną" charakterystyką bez garbu w pobliżu krańca pasma przepustowego.

Wszelkie falistości charakterystyki filtru w pasmie przepustowym są, w przypadku filtrów stosowanych w urządzeniach elektroakustycznych, wysoce niepożądane, mogą bowiem powodować określone „podbarwianie" dźwięku. Filtry opisane w dalszej części artykułu są filtrami Butterwortha, z kilkoma wyjątkami, które odpowiednio opisano.

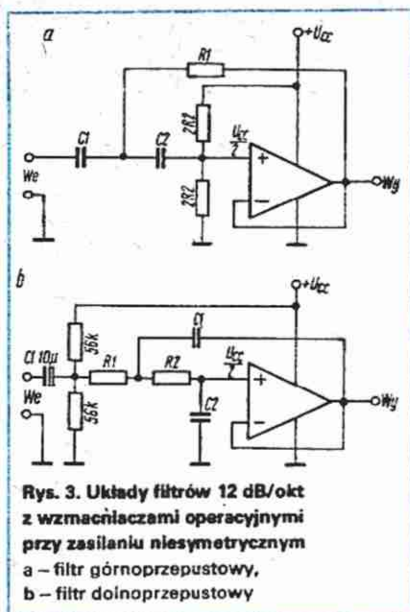
Filtry aktywne mogą być konstruowane w oparciu o tranzystory, lecz najodpowiedniejszym elementem aktywnym jest scalony wzmacniacz operacyjny. Przy zastosowaniu wzmacniaczy operacyjnych układy filtrów są nadzwyczaj proste, a same filtry wykazują wielką zgodność charakterystyk z założonymi.

FILTRY AKTYWNE 12 dB/okt

Układy filtrów 12 dB/okt ze wzmacniaczem operacyjnym zasilanym symetrycznie oraz zależności, według których oblicza się filtr przedstawiono na rys. 2. Częstotliwość graniczna (f_g) jest znana z koncepcji (projektu) przyjętej dla konstruowanego filtru. Wartości rezystorów wybiera się w przedziale wartości 10...100 kΩ. Następnie oblicza się wartość kondensatorów C1 i C2. Jeśli wartości kondensatorów wypadły niedogodnie (bardzo ma-



Rys. 2. Układy filtrów 12 dB/okt (filtrów drugiego rzędu) ze wzmacniaczami operacyjnymi
a – filtr górnoprzepustowy,
b – filtr dolnoprzepustowy



Rys. 3. Układy filtrów 12 dB/okt z wzmacniaczami operacyjnymi przy zasilaniu niesymetrycznym
a – filtr górnoprzepustowy,
b – filtr dolnoprzepustowy

łe lub zbyt wielkie), to obliczenie należy powtórzyć, przyjmując inne wartości rezystorów R1 i R2. Należy stosować elementy R i C o tolerancji 10% lub lepszej. W praktyce najlepiej jest obrać pojemności i rezystancje o wymaganych wartościach metodą łączenia (szeregowo lub równolegle) kilku elementów. Elementy powinny być wysokiej jakości. Kondensatory elektrolityczne nie mogą być stosowane.

Przedstawione układy filtrów powinny być sterowane ze stopnia o małej rezystancji wyjściowej. Wyjście wzmacniacza operacyjnego może być obciążone rezystancją 10 kΩ lub nawet mniejszą. Wzmocnienie takiego filtru w pasmie przepustowym jest bliskie 1. Wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego w filtrze dolnoprzepustowym musi mieć połączenie galwaniczne z masą. Jeżeli filtr taki jest sterowany bezpośrednio z wyjścia wzmacniacza operacyjnego (poprzedzającego), to warunek ten jest spełniony bez żadnych dodatkowych zabiegów. Jeśli poprzedzającym jest stopień tranzystorowy oddzielony kondensatorem, to na wejściu filtru powinien być przyłączony równolegle rezystor 100 kΩ.

Warto zwrócić uwagę na to, że podane na rysunku zależności, określające częstotliwość graniczną f_g, są prawidłowe w odniesieniu do wszystkich filtrów 12 dB/okt. Warunek na filtr Butterwortha wynika z wartości elementów R i C.

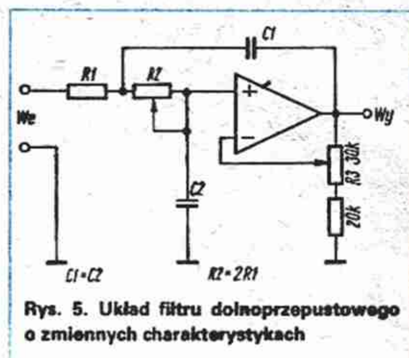
Tranzystorowe układy m.cz. są najczęściej zasilane z zasilacza niesymetrycznego. Konstruowanie dodatkowego zasilacza symetrycznego do zasilania wzmacniaczy operacyjnych filtrów jest często niedogodne. Można tego uniknąć zmieniając odpowiednio układy zasilania filtrów, jak to przedstawiono na rysunku 3. Odpowiednie rezystory należy tak dobrać, aby na wejściu nieodwracającym wzmacniacza operacyjnego napięcie wynosiło dokładnie połowę wartości napięcia zasilającego U_{cc}.

Kondensator sprzęgający C_s może być kondensatorem elektrolitycznym. Jego polaryzacja zależy od potencjału doprowadzonego do wejścia ze stopnia poprzedzającego.

Z filtru górnoprzepustowego i dolnoprzepustowego można wykonać filtr środkowoprzepustowy (rys. 4). Jego częstotliwości graniczne wynoszą 600 Hz i 3000 Hz. Wzmocnienie układu jest większe od jedności i wynosi ok. 2.

W przypadku zamiaru przeprowadzenia określonych doświadczeń z filtrami aktywnymi można posłużyć się układem filtru z rys. 5. Jest to filtr dolnoprzepustowy, w którym może być zmieniana częstotliwość graniczna f_g przez zmianę wartości rezystora R2 oraz można wpływać na przebieg charakterystyki filtru przesuwając ślizgacz potencjometru R3. Będzie się zmieniać przy tym wzmocnieniee w pasmie przepustowym filtru. Należy podkreślić, że układ ten może zacząć wytwarzać drgania własne, gdy ujemne sprzężenie będzie zbyt słabe (ślizgacz potencjometru R3 znajdzie się w dolnym położeniu). Analogicznie można utworzyć regulowany filtr górnoprzepustowy.

Filtr 24 dB/okt może być utworzony z dwóch jednakowych filtrów 12 dB/okt połączonych szeregowo.



Rys. 5. Układ filtru dolnoprzepustowego o zmiennych charakterystykach

FILTRY AKTYWNE 18 dB/okt

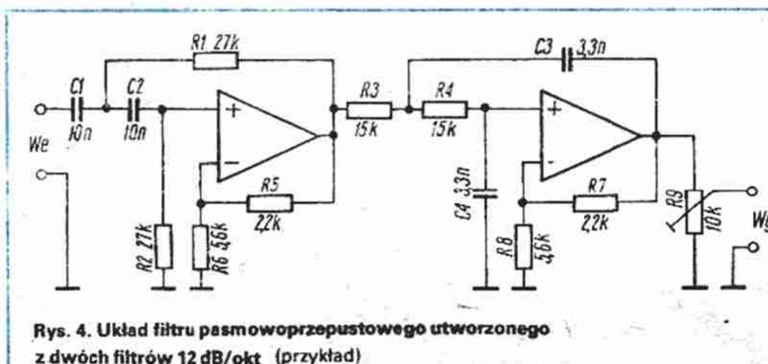
Układy filtrów 18 dB/okt przedstawiono na rys. 6. Wzory potrzebne do ustalenia wartości elementów, zależnie od przyjętej częstotliwości granicznej f_g, są podane na rysunkach. W razie potrzeby można, zmieniając odpowiednio układ, przystosować filtry do zasilania jednym napięciem z zasilacza niesymetrycznego.

Filtry 18 dB/okt (tzw. trzeciego rzędu) są rzadko stosowane w celu rozdzielania pasm częstotliwości prądów zasilających poszczególne głośniki zespołu głośnikowego. Natomiast nadają się one doskonale do ograniczenia całego pasma wzmacnianego. Filtr przedstawiony na rys. 6a może być np. zaprojektowany na częstotliwość graniczną 30 Hz i włączony między odpowiednimi stopniami przedwzmacniacza lub poprzedzać zespół filtrów kanałowych, zapobiegających przedostawaniu się do wzmacniaczy mocy zbyt małych częstotliwości, pochodzących najczęściej z wibracji mających charakter przebiegów pasożytniczych.

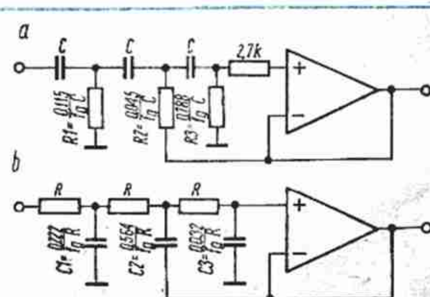
Filtr 18 dB/okt, dolnoprzepustowy, można stosować do ograniczania słyszalności szumów towarzyszących sygnałowi audycji.

ZESPOŁY FILTRÓW

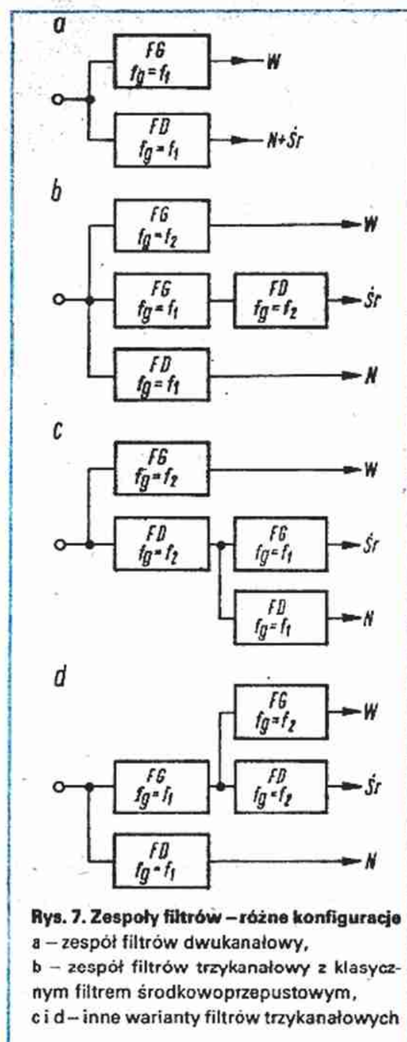
Konfiguracje kilku zespołów filtrów przedstawiono na rys. 7. Zespół dzielący pasmo na dwa zakresy przedstawiono na rys. 7a. Podczas wyboru częstotliwości granicznej należy pamiętać o tym, że w przypadku filtrów 6 dB/okt głośniki powinny być zdolne do dobrego przetwarza-



Rys. 4. Układ filtru pasmowoprzepustowego utworzonego z dwóch filtrów 12 dB/okt (przykład)



Rys. 6. Układy filtrów 18 dB/okt
a – filtr górnoprzepustowy, b – filtr dolnoprzepustowy



Rys. 7. Zespoły filtrów – różne konfiguracje
a – zespół filtrów dwukanałowy,
b – zespół filtrów trzykanałowy z klasycznym filtrem środkowoprzepustowym,
c i d – inne warianty filtrów trzykanałowych

nia dwóch oktaw, licząc od częstotliwości granicznej f_g (odpowiednio w górę i w dół). Przy zastosowaniu filtrów 12 dB/okt przyjmuje się przeważnie, że wystarczy „zapas" równy jednej oktawie. Oczywiście jest to reguła bardzo ogólna. Przy projektowaniu zespołu głośników, wzmacniaczy i filtrów bierze się pod uwagę znacznie więcej czynników.

Należy wspomnieć o ważnym problemie wynikającym z właściwości filtrów (zarówno biernych jak i aktywnych). Chodzi o przesunięcia fazowe i ich skutki. Filtr dolnoprzepustowy 12 dB/okt początkowo (przy bardzo małych częstotliwościach) nie wpływa na fazę, przy częstotliwości granicznej f_g powoduje przesunięcie fazy o -90°. Podczas zwiększania częstotliwości przesunięcie fazowe rośnie, dążąc do -180°.

Filtr górnoprzepustowy ma przesunięcie fazowe znikomo małe dla największych częstotliwości pasma przepustowego. Dla częstotliwości granicznej f_g przesunięcie fazy wynosi +90° i w miarę zmniejszania częstotliwości dąży ono do +180°. Wynika z tego, że przy częstotliwości przenoszonej, równej częstotliwości granicznej f_g, przesunięcie fazowe między kanałami wynosi 180°. Głośniki tych kanałów będą pobudzane dokładnie w fazach przeciwnych. Teoretycznie powinno to spowodować całkowite wygaszenie dźwięku o tej częstotliwości.

W praktyce całkowite wygaszanie nie występuje, lecz pojawia się „siodło" w charakterystyce przenoszenia. Aby temu przeciwdziałać najczęściej zamienia się miejscami końcówki jednego z głośników, co jest równoważne odwróceniu fazy o 180°. Wówczas, przy częstotliwości granicznej f_g, fazy są zgodne i charakterystyka częstotliwościowa jest wyrównana. Wtórnym skutkiem takiego zabiegu jest zmiana fazy (o 180°) składowych o wielkich częstotliwościach względem, zawartych w sygnale złożonym, składowych o małych częstotliwościach. Zjawisko to jest niepożądane, bowiem zmienia ono kształt przenoszonego przebiegu akustycznego, co teoretycznie może mieć wpływ na jakość dźwięku.

Z przedstawionych wyżej powodów jest często korzystne przyjęcie dla obu filtrów nie jednej częstotliwości granicznej f_g, lecz dwóch nieco różniących się między sobą częstotliwości. Odpowiednie eksperymenty można przeprowadzić zmieniając wartości elementów R lub C w jednym z filtrów.

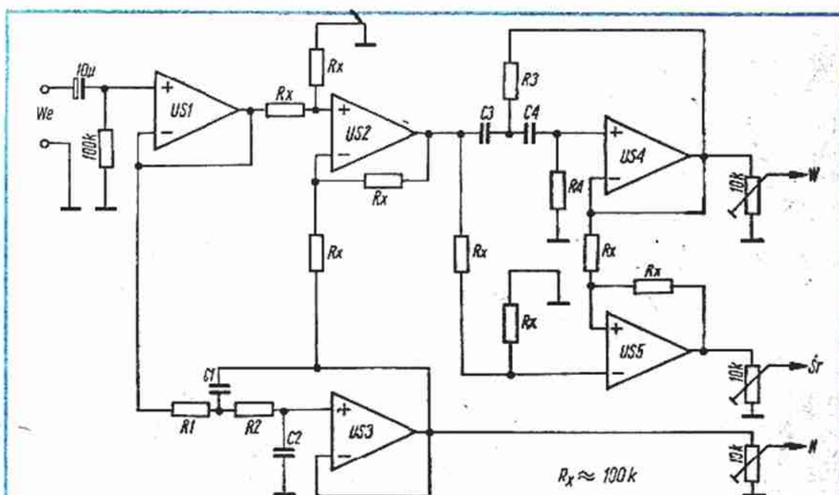
Istnieje jeszcze inny, lepszy sposób usunięcia zniekształcenia charakterystyki przenoszenia. W tym celu można dodać odpowiedni kanał kompensujący, składający się z filtru pasmowoprzepustowego, wzmacniacza mocy i głośnika. Charakterystyka filtru wówczas powinna być taka, aby skompensowane zostało „siodło" w charakterystyce przenoszenia, spowodowane wyżej opisanym przesunięciem fazowym filtrów dolnoprzepustowego i górnoprzepustowego. Jest możliwe zrealizowanie takiej kompensacji w sposób czysto elektryczny, bez dodatkowego wzmacniacza mocy i głośnika.

Wyjście filtru pasmowoprzepustowego i wyjście jednego z filtrów podstawowych mogą być połączone ze sobą za pomocą odpowiedniego mieszacza i sterować jeden wspólny wzmacniacz mocy. Filtry aktywne stwarzają w tym zakresie nowe możliwości, umożliwiając realizację układów w różny sposób korygowanych i kompensowanych, co w przypadku filtrów biernych było bardzo trudne lub wręcz niemożliwe.

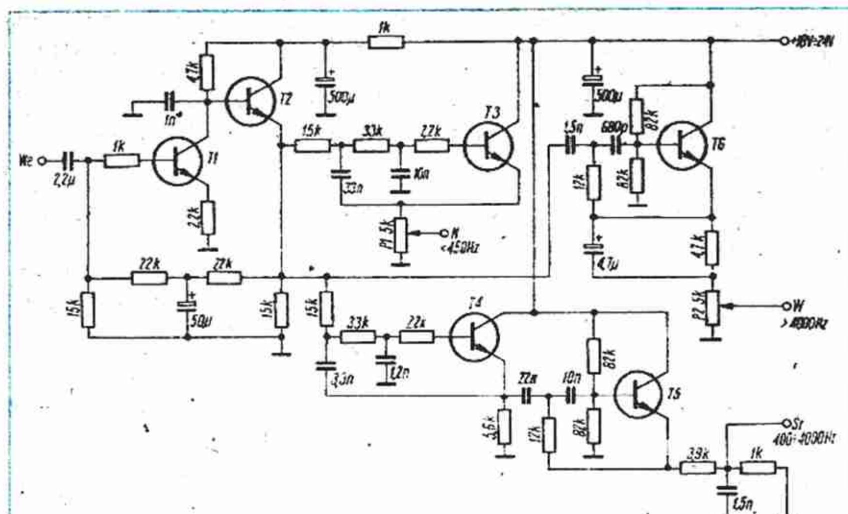
Pozostałe układy z rys. 7 dotyczą zespołów trzykanałowych. Wybór konfiguracji zespołu filtrów zależy od szczegółowych założeń urządzenia wzmacniająco-głośnikowego. I w tym przypadku występują problemy spowodowane przesunięciami fazowymi. Przy przyłączaniu głośników należy przeprowadzić analizę przesunięć fazowych występujących w pobliżu częstotliwości granicznych.

Mniej groźna w skutkach jest niezgodność faz głośnika średniotonowego i wysokotonowego, gdyż granica podziału przetwarzanych pasm częstotliwości leży w zakresie względnie wielkich częstotliwości, przy których wzajemne oddziaływanie głośników jest nieznaczne, a stosunki faz promieniowych fal akustycznych są nadzwyczaj złożone. W celu wyeliminowania „siodła" dla pierwszej częstotliwości granicznej ($f_g = f_1$) w zespołach filtrów z rys. 7a mogą być stosowane sposoby kompensacji opisane wyżej.

Przy użyciu wzmacniaczy operacyjnych jest możliwe konstruowanie zespołów filtrów o cechach trudnych do uzyskania innymi sposobami. Układ takiego filtru (przykładowy) przedstawiono na rys. 8. Łatwo zauważyć, że kanał niskotonowy jest konwencjonalny i ma filtr 12 dB/okt.



Rys. 8. Zespół trzykanałowy filtrów aktywnych, w którym zastosowano „odejmowanie" przebiegow
N – kanał niskotonowy, Śr – kanał średniotonowy, W – kanał wysokotonowy



Rys. 9. **Tranzystorowy filtr aktywny** (przykład)
N – kanał niskotonowy, Śr – kanał średniotonowy, W – kanał wysokotonowy

Wzmacniacz operacyjny US2 służy do zrealizowania odejmowania przebiegów otrzymanych na wyjściu kanału niskotonowego (N) od, nazwijmy to, całości przebiegów. Prawidłowy więc będzie taki zapis: 1–N = Śr+W, bowiem na wyjściu wzmacniacza US2 otrzymujemy przebiegi kanału średniotonowego (Śr) i kanału wysokotonowego (W). Filtr ze wzmacniaczem operacyjnym US4 jest konwencjonalnym filtrem górnoprzepustowym 12dB/okt. Za pomocą wzmacniacza US5 jest realizowane odejmowanie przebiegów i na jego wyjściu otrzymuje się przebiegi odpowiadające kanałowi Śr. Można to zapisać następująco: 1–N–W = Śr. Pamiętajmy, że korzystamy z zależności:

N+Śr+W = 1

Przedstawiony układ filtrów ma wiele zalet: jest łatwy w zestrojeniu, bowiem charakterystyki poszczególnych kanałów „ustawiają się" automatycznie oraz są bardzo stabilne w czasie, charakterystyka częstotliwościowa jest równomierna i nie występują tak ostro niezgodności „na stykach" pasm przenoszenia poszczególnych kanałów.

Do wad przedstawionego układu można zaliczyć nieco większą jego złożoność oraz małe nachylenie (6 dB/okt) zboczy kanału uzyskanego przez „odejmowanie", w danym przypadku kanału średniotonowego.

Charakterystyki kanałów wyżej opisanego zespołu filtrów przedstawiono na rys. 1. Warto dodać, że rezystory Rx powinny być parami dokładnie dobrane. W razie potrzeby można zastosować dodatkowo rezystory nastawne.

TRANZYSTOROWY FILTR AKTYWNY

W przypadku trudności w zdobyciu wzmacniaczy operacyjnych, można konstruować filtry z tranzystorami. Przykładowe rozwiązanie przedstawiono na rys. 9. Jest to układ opracowany fabrycznie i stosowany przed kilku laty do zespołu głośnikowego wyposażonego we wzmacniacze mocy. Tranzystory T1 i T2 tworzą wzmacniacz wstępny o małej rezystancji wyjściowej.

Filtr kanału niskotonowego z tranzystorem T3 i kanału wysokotonowego z tranzystorem T6 są filtrami 12 dB/okt. W kanale średniotonowym zastosowano dwa filtry 12 dB/okt: górnoprzepustowy i dolnoprzepustowy. Całość odpowiada konfiguracji z rys. 7b. Tranzystory nie mają tak dobrych właściwości jak wzmacniacze operacyjne, stąd pewne trudności w doborze elementów w celu uzyskania odpowiednich charakterystyk. Częstotliwości graniczne filtrów mogą być obliczane, z wystarczającą dla celów praktycznych dokładnością, według wzorów podanych na rys. 2. Należy stosować tranzystory o dużej wartości współczynnika wzmocnienia prądowego, małoszumne (np. BC109), ale mogą być stosowane i inne (np. BC108).

UWAGI KOŃCOWE

Jeżeli zespół filtrów jest dostatatecznie rozbudowany (np. według układu z rys. 8), to zaleca się zasilanie wzmacniaczy operacyjnych ze stabilizowanego zasilacza symetrycznego o napięciu ±15 V, bądź innym odpowiednim do stosowanych wzmacniaczy operacyjnych.

Końcówki doprowadzające zasilanie do wzmacniaczy operacyjnych zaleca się „zablokować" do masy kondensatorami o wartości 0,1 µF.

W obwodzie wejścia nieodwracającego wzmacniaczy operacyjnych jest korzystnie włączyć rezystor 1,0...2,7 kΩ tak, jak to przedstawiono na rys. 6a.

Zaleca się stosowanie wzmacniaczy operacyjnych nadających się do pracy w układzie wtórnika napięciowego (mała wartość prądu polaryzacji) i charakteryzujących się dużą szybkością zmian napięcia na wyjściu.

Spośród zagranicznych wzmacniaczy operacyjnych można stosować m. in.: LM110, LM118, LM218, LM318, LM301, LF256, LF257, LF356, LF357. Nadają się do tego celu również odpowiednie wzmacniacze operacyjne radzieckie (patrz „Re" nr 7–8/83 str. 32)

Czytelników, którzy chcieliby uniknąć obliczania wartości elementów filtrów 12 dB/okt odsyłamy do układów przedstawionych w „Re" nr 7–8/83 str. 19. Znajdują się tam układy filtrów aktywnych przeznaczonych do syntezatora muzycznego o przełączanej częstotliwości granicznej.

A.W.

LITERATURA

1. Horst M.: Konstantspannungs-Konstantleistungsfilter. „Funkschau" nr 18/1980
2. Horst M.: Berechnung korrigierter aktiver Frequenzweichen. „Funkschau" nr 26/1979 i 1/1980
3. Leksiny V. i V.: Odnopołosnyj ili mnogopołosnyj. Radio (radz.) nr 4/1981
4. Kulka Z., Nadachowski M.: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowanie – Cz. II, WNT, 1982
5. Witort A.: Głośniki i zespoły głośnikowe. WKŁ, 1976

Tuner hi-fi (1)

TOMASZ BOGDAN

Nie słabnie zainteresowanie samodzielnym wykonaniem stereofonicznego tunera wysokiej klasy. Spełniając liczne prośby czytelników, zamieszczamy opis modelu tunera hi-fi wykonanego na zlecenie Redakcji i praktycznie wypróbowanego przez konstruktora. Jest to nowoczesna konstrukcja zawierająca wyłącznie elementy produkcji krajowej. Trzeba jednak pamiętać, że nawet najprostszy tuner hi-fi jest urządzeniem skomplikowanym. Do jego wykonania nie wystarczy zebranie elementów wg wykazu i schematu montażowego. Konieczna jest także pewna wiedza o układach w.cz. oraz umiejętność posługiwania się przyrządami pomiarowymi.

DANE TECHNICZNE MODELU

Czułość użytkowa mono: $E_g < 3\ \mu V$ (S/N = 26 dB, Δ F = 15 kHz)
Czułość użytkowa stero: $E_g < 20\ \mu V$ (S/N = 40 dB, F = 40 kHz)
Tłumienie sygnałów lustrzanych: $B_L > 90$ dB
Tłumienie sygnałów p.cz.: $B_{10,7} > 110$ dB
Maksymalny sygnał wejściowy: $E_g > 2$ V
Selektancja ± 300 kHz: 45/48 dB
Tłumienie przesłuchów stereofonicznych: 46/48 dB (ΔF = 40 kHz, $E_g = 1$ mV, $f_m = 1$ kHz)
Stosunek sygnał/szum: S/N = 80 dB (ΔF = 15 kHz, $E_g = 1$ mV)
Stosunek sygnał/zakłócenia: S/B = 48 dB (Δ F = 15 kHz, $E_g = 1$ mV)
Tłumienie napięć zakłócających: $B_{19} = 72$ dB, $B_{38} = 85$ dB (ΔF = 40 kHz, $E_g = 1$ mV, $f_m = 1$ kHz)
Zniekształcenia nieliniowe: mono h < 0,2%, stereo h < 0,25% (ΔF = 40 kHz, $E_g = 1$ mV, $f_m = 1$ kHz)
Pasmo przenoszenia: (– 3 dB) – 15 Hz...14,5 kHz)
Sygnał wyjściowy: 1,5 V (ΔF = 50 kHz, $f_m = 1$ kHz)

OPIS UKŁADU ELEKTRYCZNEGO

Układ tunera, którego schemat przedstawiono na rys. 1, jest klasyczny. Zawiera głowicę UKF przestrajaną elektronicznie z mieszaczem obcowzbudnym, wzmacniacz p.cz. z demodulatorem koincydencyjnym, stereodekoder PLL wraz z filtrami wyjściowymi. Uzupełnieniem toru sygnałowego są układy wskaźników stanu pracy urządzenia oraz zespół zasilaczy. Możliwe jest również zastosowanie innych układów wskaźników.

Głowica UKF pracuje w typowym układzie ze wzmacniaczem w.cz. z tranzystorem o dużym prądzie kolektora i z dwuobwodowym filtrem w.cz.

Mieszacz obcowzbudny jest obciążony pasmowym filtrem p.cz.

Selektancję wzmacniacza p.cz. kształtuje się w stopniu zawierającym wzmacniacz UL1202L, współpracującym z parą filtrów monolitycznych, o częstotliwości 10,7 MHz.

Kolejnym stopniem jest wzmacniacz-ogranicznik z demodulatorem koincydencyjnym UL1200N. Układ ten, poza zdemodulowanym sygnałem m.cz., dostarcza napięcie ARCz, napięcie proporcjonalne do sygnału w.cz. z anteny oraz napięcia do sterowania układem wyciszania. Napięcie ARCz, symetryczne, jest doprowadzane do diody ARCz z głowicy (D5) przez przełącznik P3. Dioda, w warunkach równowagi, pracuje z napięciem polaryzacji równym 0 V. Sygnał m.cz. uzyskiwany z demodulatora z dwuobwodowym filtrem F4 i F5, zastosowanym w celu zmniejszenia zniekształceń nieliniowych, jest wzmacniany do optymalnej dla stereodekodera wartości (1,5 V_{pp}) w stopniu z tranzystorem T5.

Stereodekoder o wzmocnieniu ok. 1 jest obciążony filtrem MPX, zawierającym m.in. cewki L11...L14, kształtującym wraz z kondensatorami deemfazy C64 i C65 charakterystykę m.cz. oraz eliminującym składowe o częstotliwościach 19 i 38 kHz. Ponieważ filtr wnosi dość duże tłumienie, na wyjściu zastosowano wzmacniacze z tranzystorami T8 i T9.

W tunerze zastosowano zmodyfikowane układy wyciszania i automatyki stereo. W celu uzyskania wyższego (i ewentualnie regulowanego) poziomu wyciszania zastosowano stopień z tranzystorem T4 wraz z układem sumowania zawierającym diody D7 i D8.

Napięcie na końcówce 13 układu scalonego UL1200N jest proporcjonalne do poziomu sygnału docierającego z anteny UKF. Przy dostrojeniu do dostatecznie silnej stacji, gwarantującej poprawny odbiór, napięcie to wzrasta do wartości włączającej tranzystor T4. Napięcie na jego kolektorze osiąga stan niski i wyłącza tranzystor T6, pełniący funkcję elementu przełączającego. Gdy sygnał z anteny jest słabszy lub gdy nie odbiera się żadnej stacji, napięcie na końcówce 13 maleje, wyłączając tranzystor T4 i powodując tym samym zadziałanie pzełącznika z tranzystorem T6. Przy odstrajaniu się od stacji (czyli na zboczach krzywej przenoszenia p.cz.) na końcówce 12 układu scalonego UL1200N pojawia się większe napięcie, uruchamiające za pomocą diody D7 układ przełączający z tranzystorem T6. Po dostrojeniu napięcie to jest równe 0 V.

Z wyjścia układu wyciszania jest sterowany także automatyczny przełącznik mono/stereo (tranzystor T7), wyłączający stereodekoder w przypadku odstrojenia lub zbyt małego poziomu sygnału z anteny.

Napięcie otrzymane z końcówek 7 i 10 układu scalonego UL1200N jest wykorzystywane również do sterowania układu wskaźnika dostrojenia. Funkcję wskaźnika pełnią dwie diody LED (D107 i D108), sterowane z wyjść wzmacniacza różnicowego, wykonanego z układami UL1111N. Wyłączanie obu diod po odstrojeniu od stacji następuje dzięki wykorzystaniu sygnału z końcówki 13 układu scalonego UL1200N, przełączającego wzmacniacz różnicowy. Dokładne dostrojenie sygnalizuje jednakowo silne świecenie diod. Ponieważ, ogólnie rzecz biorąc, napięcie między końcówkami 7 i 10 układu scalonego UL1200N, nawet przy niezwykle starannym zestrojeniu toru, nie zawsze musi wynosić 0 V, przewidziano możliwość symetryzacji tych napięć rezystorem R32.

Układ stabilizatora, charakteryzujący się małą różnicą napięć U_{we} i U_{wy} dostarcza napięcie zasilania. Umożliwia to zmniejszenie strat mocy w zasilaczu.

Napięcie polaryzacji diod jest stabilizowane układem scalonym UL1550L. Napięcie przestrajania od 3 do 25 V jest uzyskiwane z potencjometru strojeniowego R82.

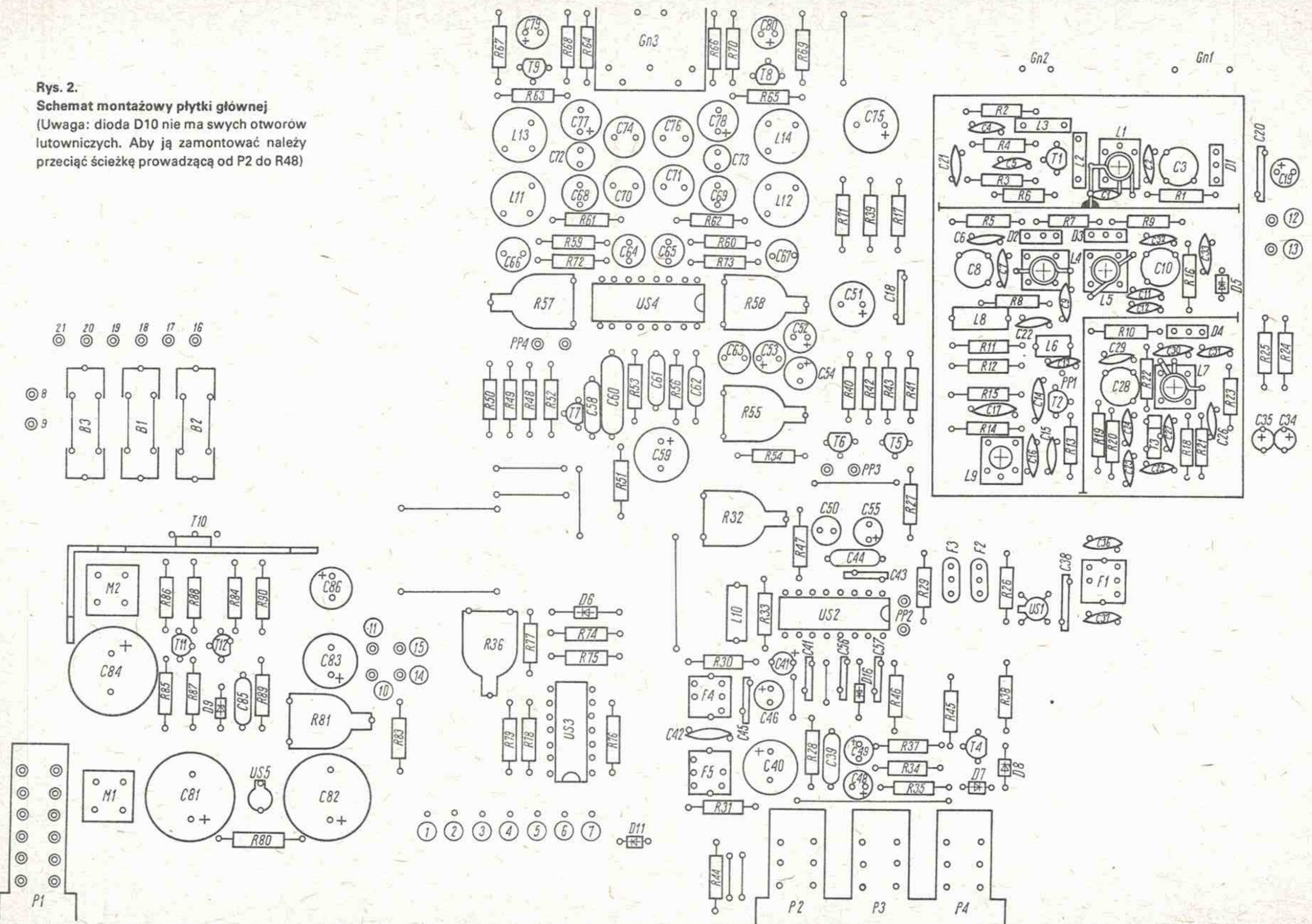
Jako sygnalizator emisji stereo pracuje dioda LED D106, natomiast układy wskaźnika odbieranej częstotliwości i poziomu sygnału mogą być dowolne.

W modelu zastosowano wychyłowy wskaźnik częstotliwości, uzupełniony układem linearyzacji wskazań. Jako wskaźnik poziomu sygnału (natężenia pola) pracuje zespół diod LED (linijka świecąca) sterowany przez tranzystor T102 i układ scalony US101. Możliwe są tu inne rozwiązania, np. użycie układów scalonych UL1970N i UL1980N do sterowania skal liniowych z diodami LED, bądź wskaźników wychyłowych do obu funkcji.

OPIS KONSTRUKCJI

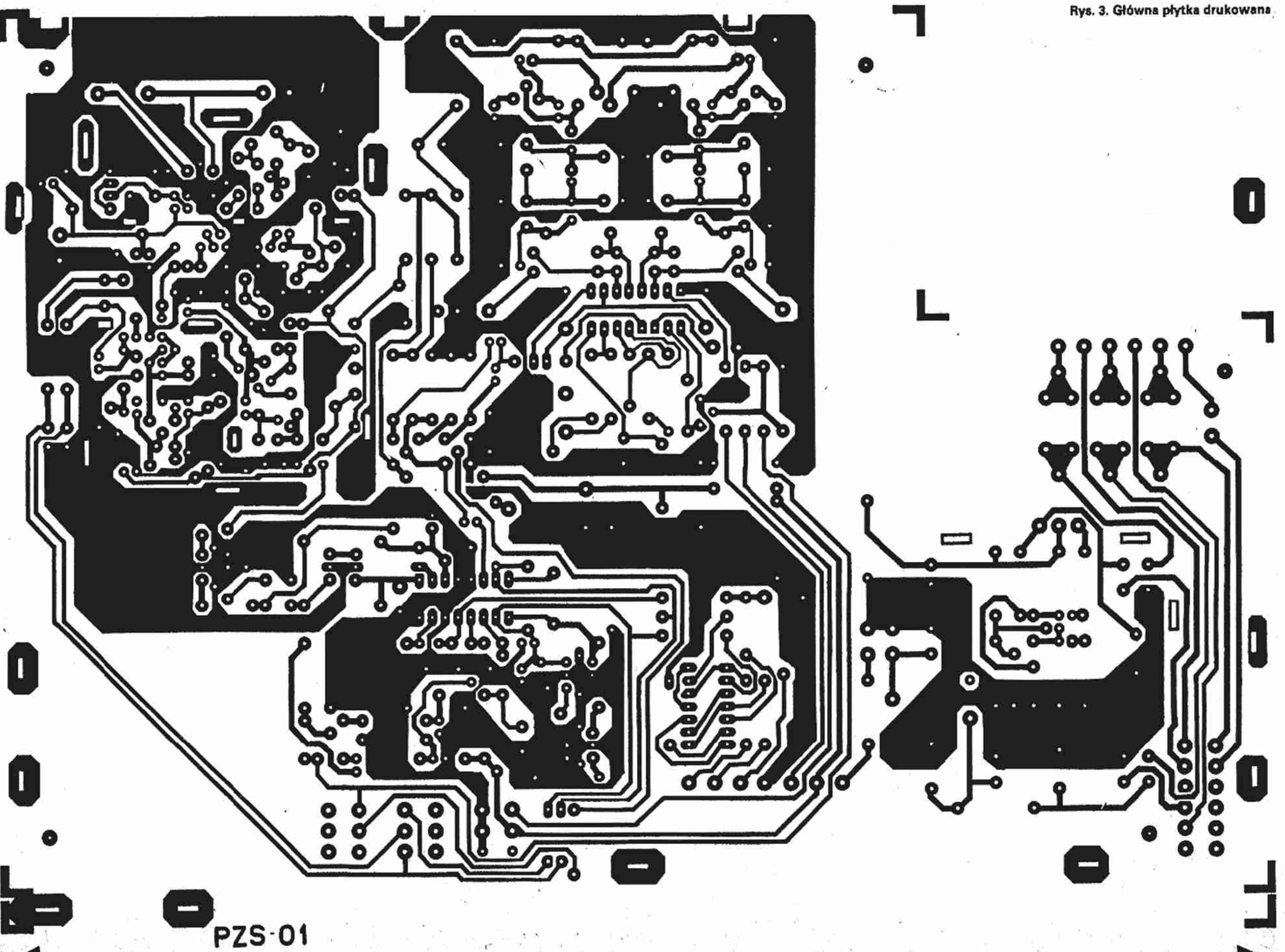
Podstawowa część tunera mieści się na jednej płytce drukowanej wraz z głowicą UKF, przełącznikami i gniazdem wyjściowym. Głowica UKF jest osłonięta ekranem, który dzięki specjalnej konstrukcji umożliwia także zamknięcie głowicy od dołu. Zmniejsza to wpływ konstrukcji chassis na pracę układu. Drugim elementem mechanicznym na tej płytce jest radiator tranzystora T10 (rys. 7).

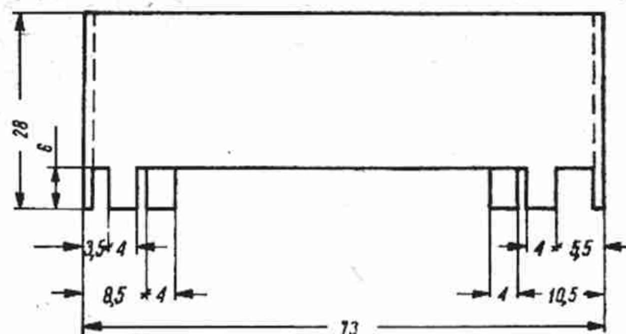
Rys. 1. Schemat układu elektrycznego tunera. Napięcia stałe mierzono przyrządem V640 Meratronik, bez sygnału

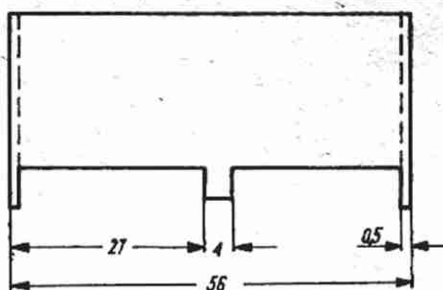


Rys. 2.
Schemat montażowy płytki głównej
(Uwaga: dioda D10 nie ma swych otworów lutowniczych. Aby ją zamontować należy przeciąć ścieżkę prowadzącą od P2 do R48)

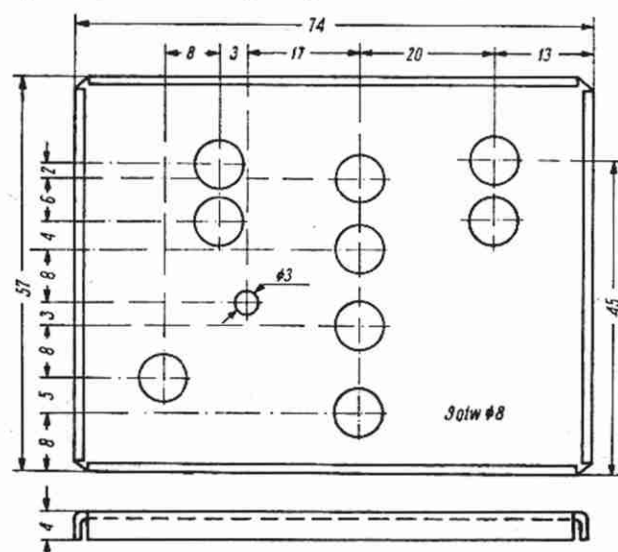
Rys. 3. Główna płytka drukowana



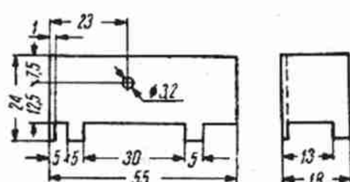




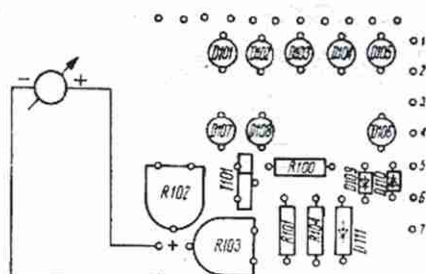

Rys. 4. Szkic ramki ekranu głowicy



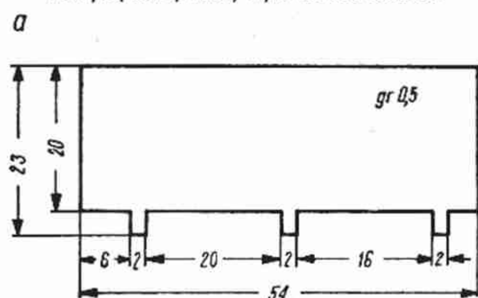
Rys. 5. Szkic pokrywy ekranu głowicy
Pokrywę dolną należy wykonać bez otworów

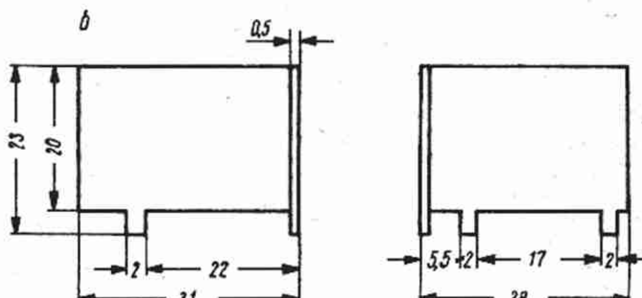


Rys. 7. Szkic radiatora tranzystora T10
Blacha aluminiowa o grubości 1 mm. Tranzystor jest na nim mocowany bezpośrednio, bez podkładki izolacyjnej

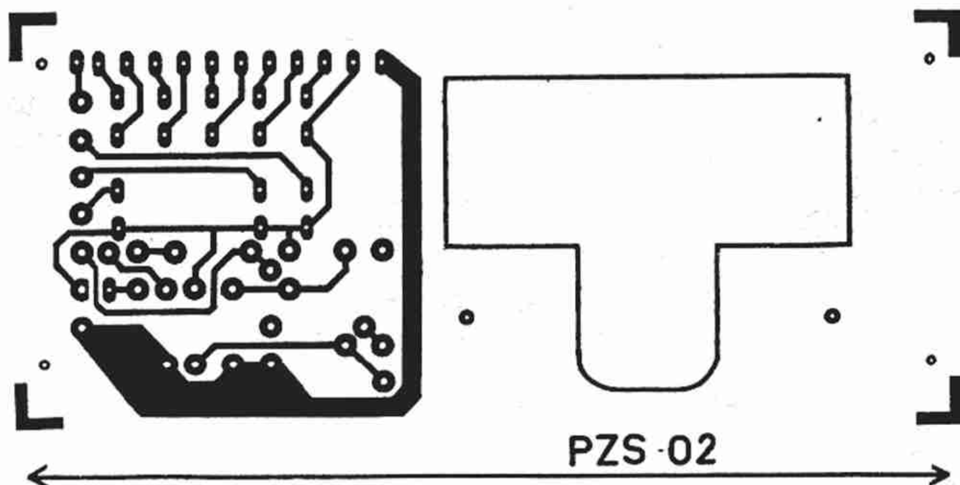


Rys. 8. Schemat montażowy płytki ze wskaźnikami

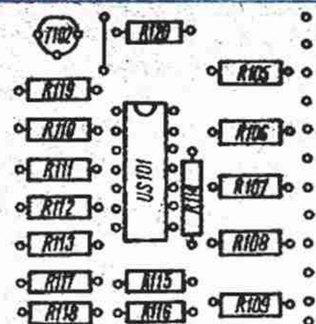




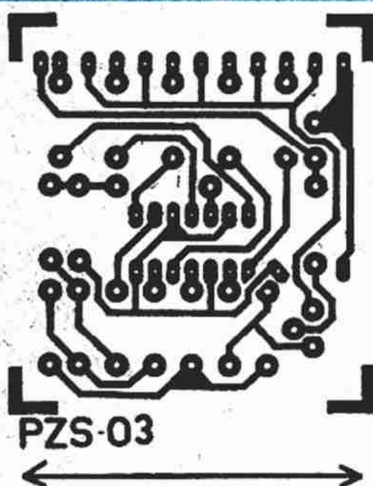
Rys. 6. Szkic przegród wewnętrznych ekranu głowicy: a – oddzielająca obwody wejściowe, b – oddzielająca obwody heterodyny



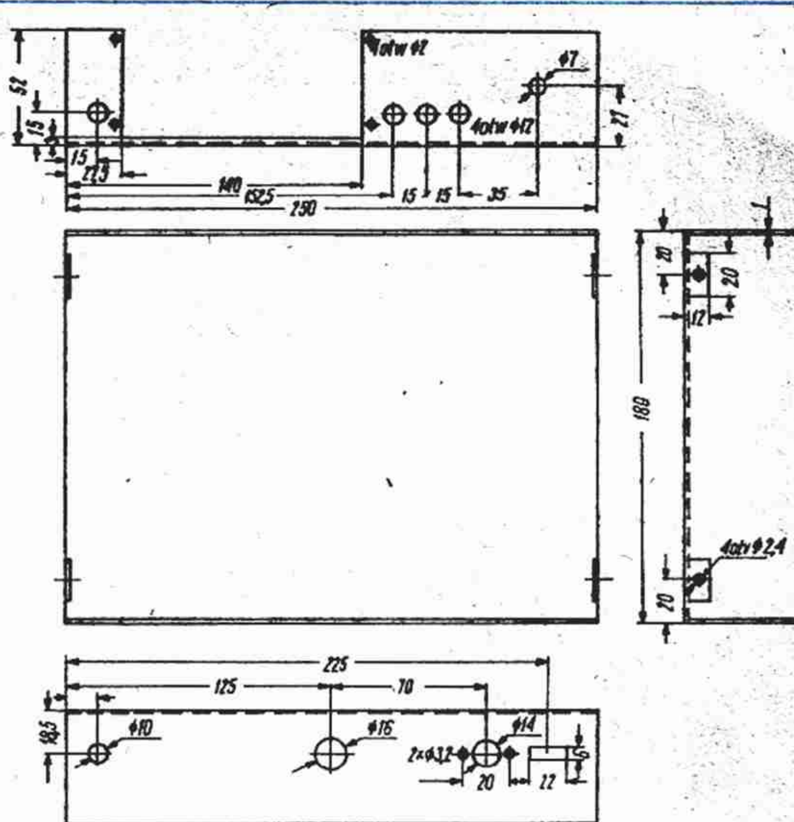
Rys. 9. Płytka drukowana wskaźników



Rys. 10. Schemat montażowy płytki układu sterującego wskaźnikami



Rys. 11. Płytka drukowana układu sterującego wskaźnikami



Rys. 12. Szkic chassis

Rozmieszczenie elementów na płytce przedstawiono na rys. 2. Ciągłą linią w prawej, górnej części rysunku zaznaczono ekran głowicy, a wewnątrz – położenie przegród ekranujących poszczególne jej części. Przy tranzystorze T10 zaznaczono usytuowanie radiatora. Schemat połączeń drukowanych tej płytki przedstawiono na rys. 3. Elementy ekranu głowicy, tj. ramkę, przedstawiono na rys. 4, pokrywę i spód na rys. 5, a przegrody wewnętrzne na rys. 6. Elementy te powinny być wykonane z blachy stalowej,cynkowanej lub mosiężnej o grubości około 0,5 mm.

Elementy wskaźnikowe są umieszczone na drugiej płytce, umocowanej pionowo na przedniej ściance chassis. Diody LED są połączone z płytką. Rozmieszczenie elementów na tej płytce przedstawiono na rys. 8, a schemat połączeń drukowanych na rys 9.

Przyjęty w modelu sposób sterowania wskaźnika natężenia pola narzucił konieczność zastosowania trzeciej płytki, wlutowanej za pomocą odcinków drutu srebrzonego w płytkę wskaźników. Rozmieszczenie elementów wskaźnika poziomu wysterowania przedstawiono na rys. 10, a schemat połączeń drukowanych, na rysunku 11.

Na wspomnianej przedniej ściance jest umocowany także potencjometr strojeniowy. Na tylnej ściance znajdują się gniazda antenowe oraz przepust kabla sieciowego.

Transformator sieciowy umocowano na dnie chassis. Jest on izolowany elektrycznie od blachy.

Płytka główna jest przymocowana do chassis za pomocą tulejek dystansowych o wysokości ok. 5,5 mm.

Szkic chassis przedstawiono na rys. 12.

Cd. w następnym nrze

Czytelnikom interesującym się czasopismem „Elektronizacja" polecamy w nrze 4/84 następujące artykuły:

- Zastosowanie łącz piezoelektrycznych w układach wyzwalania tyrystorów
- Światłowodowe oprzyrządowanie mechanizmu chwytu robota
- Miernik rezystywności wody dejonizowanej
- Metody rozdzielania impulsów zapłonowych
- Mikrokomputerowe interfejsy wewnątrzkasetowe
- Niezawodność połączeń lutowanych

KSIĄŻKI NADESŁANE DO REDAKCJI

UKŁADY SCALONE W PYTANIACH I ODPOWIEDZIACH – Robert Ćwirko, Mirosław Rusek, Wiesław Marciniak. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1983. Wyd. 1, str. 281, nakład 30 000 egz., cena 140 zł.

W książce omówiono w przystępny sposób, w formie pytań i odpowiedzi, wszystkie ważne zagadnienia związane z układami scalonymi analogowymi i cyfrowymi, mikroprocesorami i kalkulatorami, tj. ich budowę, technologię wytwarzania, właściwości funkcjonalne i zastosowania.

Książka jest przeznaczona dla szerokiego kręgu czytelników – inżynierów i techników różnych specjalności oraz dla uczniów szkół technicznych.

inż. JÓZEF BAŁA

Dzielnik częstotliwości z układem scalonym UCY74121N

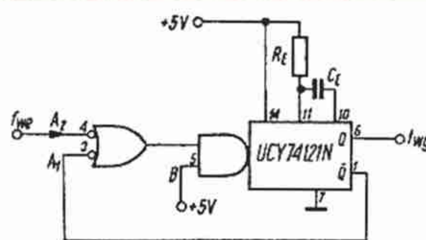
Najczęściej, aby zmniejszyć częstotliwość przebiegu stosuje się liczniki. Częstotliwość przebiegu może być również zmniejszona w prosty sposób za pomocą uniwibratora scalonego UCY74121N.

Schemat dzielnika częstotliwości z układem scalonym UCY74121N jest przedstawiony na rys. 1.
Działanie układu ilustrują przebiegi czasowe przedstawione na rys. 2.

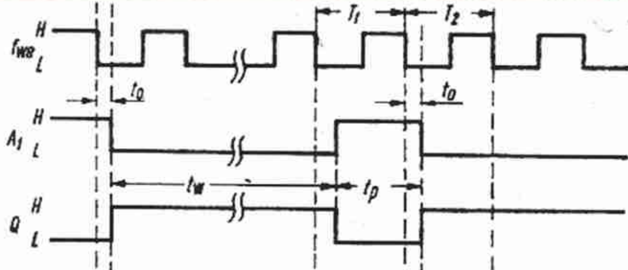
W pierwszym przypadku impuls t_w jest wyzwalany w tym samym okresie T_1, w którym występuje opadające zbocze poprzedniego impulsu t_w. W drugim impuls t_w zostaje wyzwolony w następnym okresie T_2 przebiegu wejściowego, co wynika z warunku, że czas trwania impulsu wyzwalającego uniwibrator UCY74121N nie może być mniejszy od 50 ns.
Uniwibrator UCY74121N charakteryzuje się bardzo dobrą stabilnością szerokości impulsu wyjściowego t_w. Przy zmianie napięcia zasilającego 5 V o wartości ±0,25 V, otrzymuje się zmianę szerokości impulsu o $\Delta t_w < \pm 0{,}2\%$.
Stabilność temperaturowa jest również bardzo dobra. W przedziale temperatury od 248 do 373 K przyrost impulsu wyjściowego wynosi $\Delta t_w < 0{,}5\%$.
Decydujący wpływ na stabilność szerokości impulsu wyjściowego t_w mają elementy zewnętrzne R_E, C_E. Powinny być one elementami wysokostabilnymi w funkcji temperatury.
Zależność wiążącą f_{we} z czasem t_w można wyrazić wzorem:

$$t_w = \frac{1}{2f_{we}}(2N-1) = \frac{T}{2}(2N-1)$$

w którym:
T – okres przebiegu wejściowego f_{we},
N – współczynnik podziału częstotliwości.



Rys. 1. Schemat dzielnika
Wyprowadzenia 2, 8, 12, 13 nie są wykorzystane



Rys. 2. Przebiegi czasowe w układzie dzielnika

W stanie spoczynkowym na wyjściu Q uniwibratora panuje poziom niski. Zbocze opadające przebiegu wejściowego f_{we} powoduje wyzwolenie impulsu wyjściowego t_w z opóźnieniem t_o, równym czasowi propagacji impulsu uniwibratora (ok. 40 ns). Czas przerwy między generowanymi impulsami t_w oznaczono jako t_p. Możliwe są dwa przypadki szczególne:

$t_p - t_o > 50$ ns oraz $t_p - t_o < 50$ ns.

Czas trwania impulsu wyjściowego określa wzór:

$$t_w = R_E(C_E + C_i) \cdot \ln 2$$

przy czym: $C_i \approx 20$ pF.

LITERATURA

1. Kalisz J.: Cyfrowe układy scalone w technice systemowej, MON, 1977
2. Katalog: Przyrządy półprzewodnikowe, t. 2, „Wema", 1977



WYBRANE UKŁADY MOS-LSI, ZASTOSOWANIA, POMIARY – Praca zbiorowa, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1983. Wyd. 1, nakład 9800 +200 egz., str. 256, cena 180 zł.

Książka jest przeznaczona dla inżynierów elektroników. Zawiera sześć rozdziałów omawiających kolejno: technologię wytwarzania układów LSI, pamięci, układy kalkulatorowe, układy mikroprocesorowe, metody i urządzenia do projektowania, uruchamiania i diagnostyki systemów złożonych z układów MOS-LSI oraz sprawdzanie układów LSI.

● W rozdziale „Pamięci" obok przeglądu i krótkich opisów właściwości układów pamięci omówiono dokładniej charakterystyki dynamicznego rejestru przesuwającego MCY7506N, MCY7501N i MCY7505N, pamięci statycznej typu 2102 (MCY7102), typu 2114 i pamięci ROM typu 2316 (MCY8316) oraz EPROM typu 2716 (MCY8716).

● W rozdziale „Układy mikroprocesorowe" dokonano przeglądu rozwiązań budowy mikroprocesorów 4, 8- i 16-bitowych oraz specjalizowanych (układ MC14500B). Szerzej opisano architekturę mikroprocesora 8080.

● W rozdziale „Metody i urządzenia projektowania, uruchamiania i diagnostyki systemów złożonych z układów MOS-LSI" przekazano czytelnikom m. in. szereg informacji dotyczących: rozwiązywania problemów powstających podczas wykonywania pomiarów, zagadnień związanych ze stroną układową systemów oraz metod analizy systemów mikroprocesorowych. Budowę i właściwości analizatorów stanów logicznych omówiono na przykładzie analizatora systemów mikroprocesorowych typu HP1611A, a następnie opisano systemy projektowo-uruchomieniowe oraz parametry pamięci PROM.

● W rozdziale „Sprawdzanie układów LSI" dokonano krótkiego przeglądu typowych uszkodzeń występujących w pamięciach i rodzajów testów, w tym wzorów testowych stosowanych podczas sprawdzania układów LSI. Metody sprawdzania mikroprocesorów podano na przykładzie wykorzystania do tego celu testera Megaset Q-8000, Adar MX-17 i testera rodziny Sentry.
Książka jest napisana bardzo syntetycznie (przypomina formę skryptu), zawiera jedynie najważniejsze informacje z danej dziedziny, uszeregowane wg ważności zagadnień w podrozdziały i podpunkty. Autorzy zakładają, że czytelnik przystępujący do czytania tego opracowania posiada już pewien określony poziom wiadomości z dziedziny cyfrowych układów MOS-LSI. Informacje zawarte w książce są wynikiem podsumowania stanu wiedzy i prac autorów nad tą tematyką oraz przeglądu bibliografii z końca lat siedemdziesiątych. Forma adiustacji merytorycznej i technicznej tej pracy zbiorowej znacznie ułatwia „poruszanie się" czytelnikowi po tekście i umożliwia odszukanie potrzebnych informacji.
BPW

Gitarowy „auto-who”

GRZEGORZ WODZINOWSKI

Układ jest modyfikacją typowego układu „who-who” („you-you”) stosowanego jako uzupełnienie gitar elektrycznych w celu uzyskania dodatkowych efektów dźwiękowych. W konwencjonalnym układzie „who-who” „wybrzuszenie” charakterystyki częstotliwościowej, akcentujące fragment widma emitowanego sygnału, przesuwa się w wybranym zakresie częstotliwości za pomocą potencjometru poruszanego pedałem. W opisanym niżej układzie przesunięcie „wybrzuszenia” charakterystyki odbywa się automatycznie po każdym, dostatecznie silnym uderzeniu w struny gitary. W zależności od położenia przełącznika PR6 (patrz schemat) wybrzuszenie charakterystyki częstotliwościowej przesuwa się od częstotliwości najmniejszych do największych i z powrotem, bądź odwrotnie. *Układ może być wykorzystany również* jako konwencjonalne „who-who” sterowane pedałem.

Układ „auto-who” składa się z: wtórnika emiterowego z tranzystorem T1, komparatora napięcia z układem scalonym US1, przerzutnika monostabilnego z układem US2 oraz filtru aktywnego, sterowanego napięciem (US3 i T2). Przebieg otrzymywany z przetwornika gitary elektrycznej ma charakter drgań gasnących, co wykorzystano do sterowania układem.

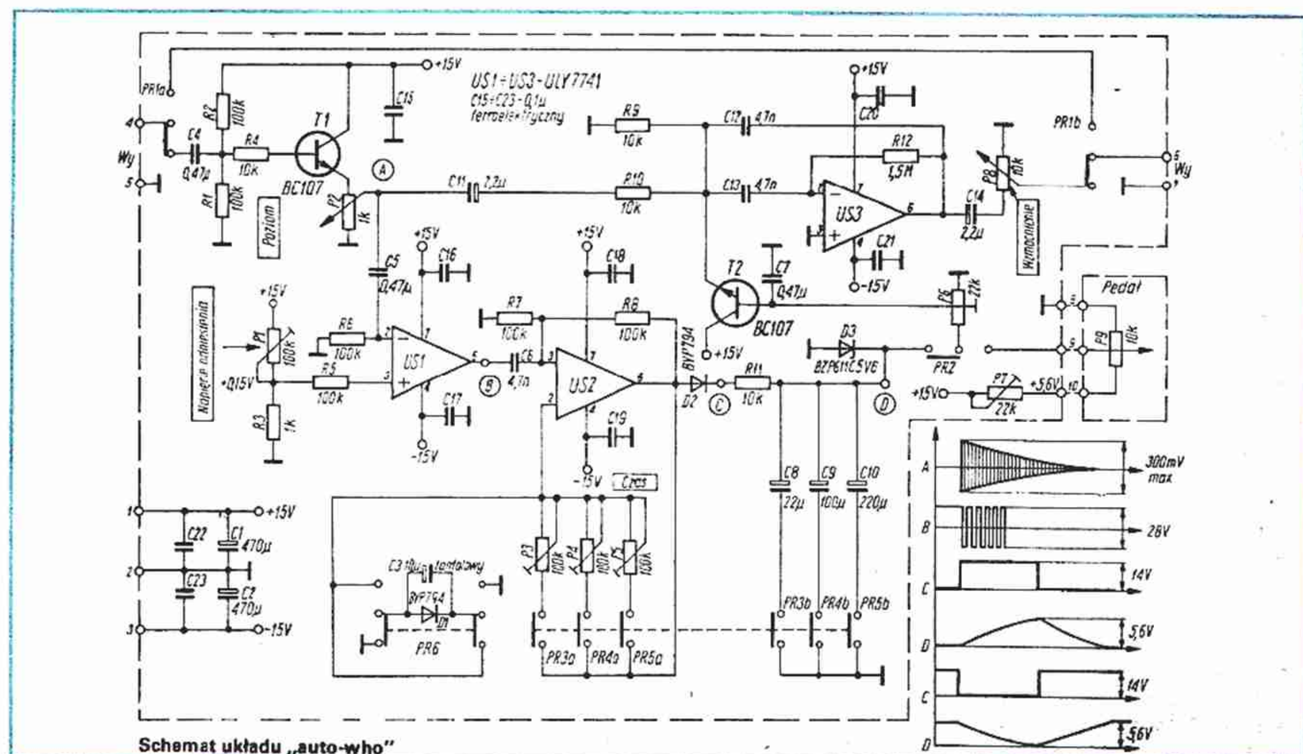
Maksymalny poziom sygnału wyjściowego z tranzystora T1 ustala się potencjometrem P2 tak, aby przy określonej sile uderzenia w struny osiągał wartość 300 mV pp. Na taki poziom sygnału reaguje komparator US1, zmieniając periodycznie swój stan wyjściowy do chwili, aż amplituda sygnału gitarowego zmniejszy swą wartość poniżej napięcia odniesienia, doprowadzonego do wejścia „+” układu US1. Zmiana stanu wyjścia komparatora powoduje wyzwolenie multiwibratora monostabilnego układem US2, do wyjścia którego przyłączony jest układ o zmiennej (przełącznikiem) stałej czasowej (R11, C8...C10), na którym to powstaje przebieg sterujący filtrem aktywnym. Układy stałych czasowych są przełączane jednocześnie z rezystorami nastawnymi P3...P5, regulującymi czas przerzutu multiwibratora. Przełączeń tych dokonuje się w celu zmiany szybkości „przemiatania” *filtru. Maksymalne napięcie sterujące re*gulowany filtr ogranicza dioda D3.

Filtr jest zmianą rezystancji kolektor-emiter tranzystora T2, zależną od przebiegu sterującego, doprowadzonego do bazy tego tranzystora. Wzmocnienie częstotliwości środkowej filtru z układem scalonym US3, wynosi około 28 dB. Dla uniknięcia przesterowania wzmacniaczy współpracujących z układem jest konieczne odpowiednie wyregulowanie sygnału wyjściowego potencjometrem P8.

Do regulacji całego układu jest potrzebny oscyloskop i miernik uniwersalny. Regulację rozpoczyna się od ustalenia wartości napięcia odniesienia komparatora US1 (P1), które wynosi 150 mV. Następnie, kolejno przełączając przełączniki PR3, PR4, PR5 i doprowadzając sygnał z gitary, należy tak dobrać wartości rezystorów nastawnych P3...P5, aby przebieg w miejscu D wyglądał jak przedstawiono na rysunku pomocniczym przy schemacie.

Kolejną czynnością regulacyjną jest takie ustalenie warunków pracy tranzystora T2, aby przy napięciu 5,6 V w miejscu D, następowało całkowite „otwarcie” tranzystora; służy do tego potencjometr P6. Ostatnią czynnością regulacyjną jest takie ustawienie rezystora nastawnego P7, aby maksymalne napięcie na suwaku potencjometru P9 wynosiło 5,6 V. Regulację poziomu wejściowego i wyjściowego sygnału akustycznego wykonuje się w czasie gry za pomocą potencjometrów P2 *i P8. Charakter przebiegów w poszczegól*nych miejscach układu (A...D) przedstawiono na rysunku przy schemacie.

Przełącznik PR1 służy do wyłączania układu, *a przełącznik PR2 do wyboru rodzaju* pracy: automatyczna, sterowana pedałem. Układ jest zasilany z symetrycznego zasilacza ±15 V, 50 mA (nie zaleca się zasilania bateryjnego). Na płycie czołowej urządzenia znajdują się potencjometry P2 i P8, przełączniki PR1...PR6 (PR3...PR5 przełączniki zależne, stabilne) oraz gniazda wejściowe i wyjściowe typu „Jack”, gniazdo GM3 do dołączenia pedału, a także wyłącznik zasilania.



Schemat układu „auto-who”

Odbiornik radiofoniczny ŚNIEŻNIK R-502

Śnieżnik R-502 produkowany w ZR Diora w Dzierżoniowie jest odbiornikiem radiofonicznym klasy popularnej, przeznaczonym do odbioru programów nadawanych w zakresach fal długich, średnich, krótkich (dwa podzakresy) i UKF. Jest to odbiornik monofoniczny. Pracują w nim: 4 układy scalone, 7 tranzystorów, 4 diody pojemnościowe, 3 diody elektroluminescencyjne oraz 10 diod detekcyjnych i prostowniczych. Odbiornik jest wyposażony w układ ARCz działający w zakresie UKF, precyzer dostrojenia i w programator umożliwiający zaprogramowanie odbioru czterech stacji pracujących w zakresie UKF.

Śnieżnik R-502 jest przystosowany do współpracy z magnetofonem, gramofonem z przetwornikiem piezoelektrycznym i zewnętrznym głośnikiem. Schemat odbiornika przedstawiono na str. 16–17.

DANE TECZNICZNE

Zakresy fal:	
– długie	165...285 kHz
– średnie	525...1605 kHz
– krótkie 1	5,95...9,775 MHz
– krótkie 2	11,7...21,75 MHz
– UKF	65,0...74,0 MHz
Czułość użytkowa:	
– z anteny ferrytowej	
fale długie	$\leq$2 mV/m
fale średnie	$\leq$1 mV/m
– z anteny zewnętrznej	
fale długie	$\leq$150 μV
fale średnie i krótkie (1 i 2)	$\leq$100 μV
UKF	$\leq$10 μV
Selektancja:	
– tor AM	$\geq$30 dB przy f_s = 1 MHz ± 9 kHz
– tor FM	$\geq$26 dB przy f_s = 69 MHz ± 300 kHz
Tłumienie sygnałów lustrzanych:	
– fale długie	$\geq$25 dB dla f_s = 200 kHz
– fale średnie	$\geq$25 dB dla f_s = 1 MHz
– fale krótkie	$\geq$8 dB dla f_s = 8 MHz
– UKF	$\geq$23 dB dla f_s = 69 MHz
Tłumienie sygnałów p. cz.:	
– tor AM	$\geq$26 dB
– tor FM	$\geq$40 dB
Tłumienie modulacji amplitudy w torze FM:	$\geq$30 dB
Próg ograniczania w torze FM:	$\geq$50 μV
Skuteczność działania ARW:	$\geq$10 dB/36 dB
Elektroakustyczna charakterystyka przenoszenia:	
– tor	150...3150 Hz
– tor FM	150...9000 Hz
Znamionowa moc wyjściowa:	3,5 W przy h $\leq$ 7% i R = 4 Ω
Zakresy regulacji charakterystyki częstotliwości dźwięku:	
– przy f = 100 Hz (Basy)	±6 dB
– przy f = 10 kHz (Soprany)	±6 dB
Pobór mocy z sieci:	około 25 VA
Rozmiary:	560×195×140 mm
Masa	4,7 kg

OPIS UKŁADU

Stopnie wejściowe toru FM zrealizowano z tranzystorami T1 (wzmacniacz w. cz.), T2 (mieszacz) i T3 (heterodyna). Odbierany sygnał radiowy jest doprowadzany do emitera tranzystora T1 przez szerokopasmowy filtr L1, zapewniający dopasowanie rezystancji anteny do rezystancji wejściowej wzmacniacza w.cz. Współpracujący z filtrem rezystor R1 i kondensator C3 pełnią funkcję obwodu tłumiącego sygnały p. cz. Drugi obwód tłumiący sygnały p.cz. znajduje się w układzie mieszacza. Składa się on z dławika Dł1 i kondensatora C11. Pojemności kondensatorów C3 i C11 dobrano tak, aby uzyskać odpowiednio duże tłumienie sygnałów p.cz. bez znacznego pogorszenia parametrów czułości użytkowej i progu ograniczania.

Wzmacniacz w.cz., podobnie jak heterodyna (pracująca w układzie Colpitts'a), są przestrajane za pomocą diod pojemnościowych D1 i D3. Napięcie regulacyjne jest doprowadzane z potencjometru P2 lub jednego z potencjometrów R601...R604. Te ostatnie pracują w układzie programatora i służą do programowania odbioru sygnałów wybranych stacji.

Dioda D2 dołączona równolegle do obwodu wyjściowego wzmacniacza w.cz. tłumi obwód, gdy sygnał przekroczy określony poziom. Zapobiega więc powstawaniu zniekształceń w obwodach mieszacza.

Dioda pojemnościowa D4 pracuje w układzie ARCz w zakresie UKF. Jako napięcie regulacyjne wykorzystano napięcie wyjściowe z detektora FM.

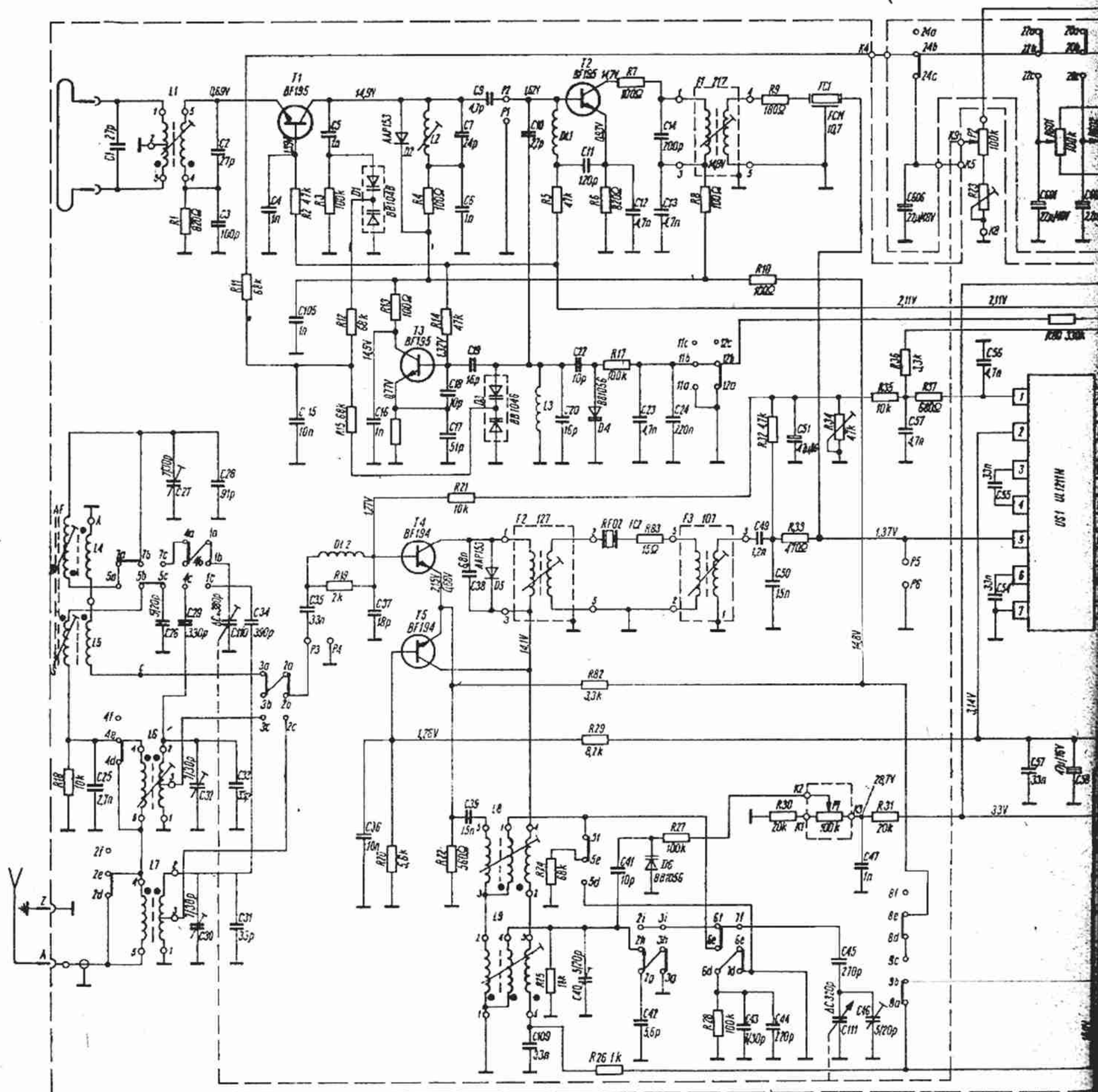
Mieszacz jest obciążony filtrem pasmowym F1 współpracującym z filtrem ceramicznym FC1. Wydzielony sygnał p.cz. jest doprowadzany do wejścia pierwszego stopnia wzmacniacza p.cz. zrealizowanego w układzie scalonym US1.

Tranzystory T4 i T5 pracują w układzie samodrgającego stopnia przemiany iloczynowej AM, przy czym funkcję mieszacza spełnia tranzystor T4. Dla częstotliwości oscylacji tranzystory T4 i T5 pracują równolegle. O wielkości napięcia oscylacji decyduje sumaryczny prąd emiterów, czyli spadek napięcia na rezystorze R22. Zmiana punktu pracy jednego z tranzystorów powoduje automatycznie zmianę punktu pracy drugiego tranzystora tak, że sumaryczny prąd emiterów pozostaje prawie stały. Umożliwia to regulację punktu pracy tranzystora T4 za pomocą potencjometru R34, bez wpływu na wielkość napięcia oscylacji. Należy dodać, że dzięki stabilizującemu działaniu tranzystora T5, wymagane zmiany napięcia regulacyjnego ARW są małe i mieszczą się w granicach 0,2 V. Umożliwia to współpracę tego mieszacza ze wzmacniaczem p.cz. zrealizowanym z układem scalonym UL1211N.

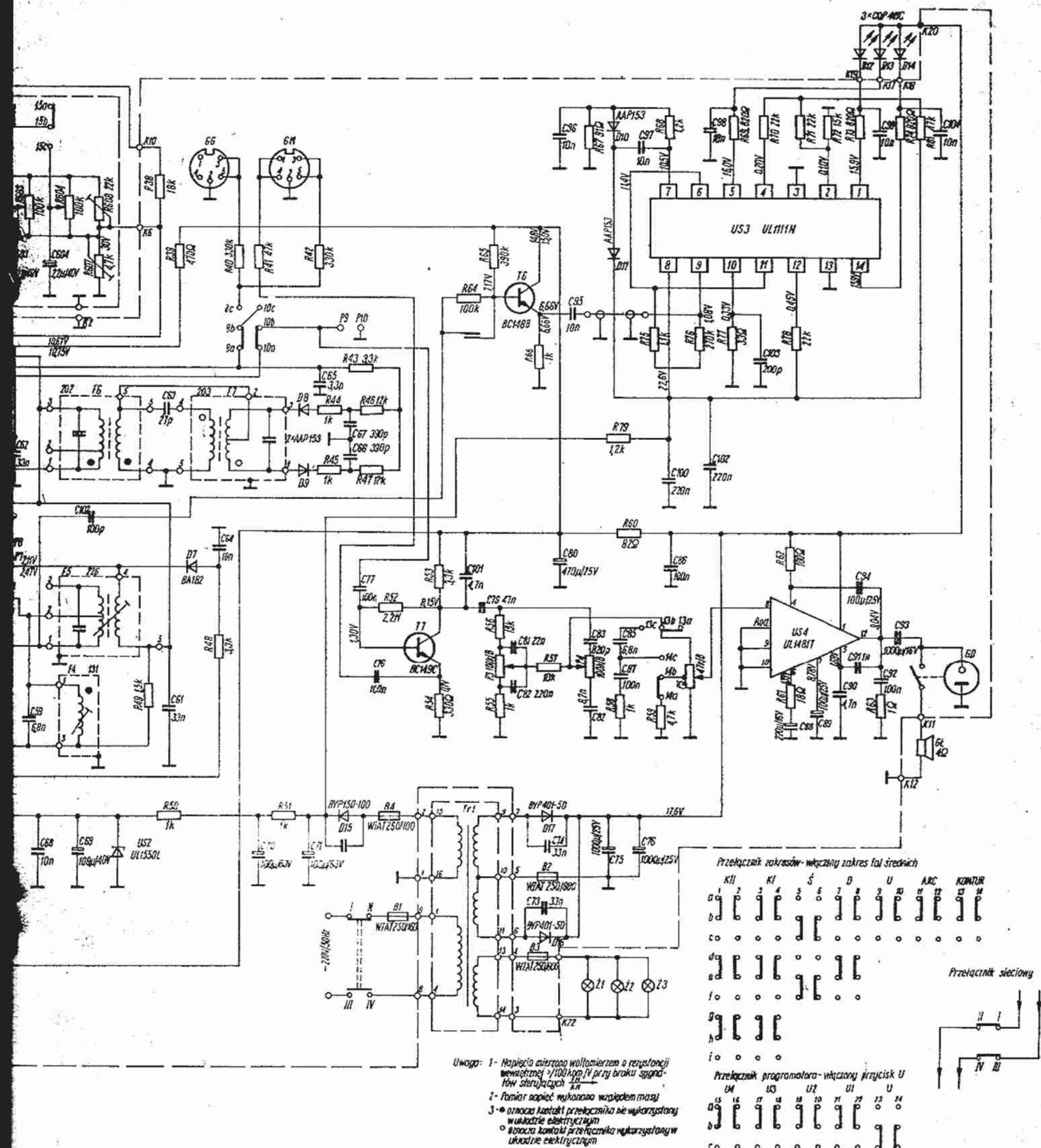
Cewki obwodów wejściowych fal średnich i długich są umiejscowione na wspólnym pręcie ferrytowym (antena ferrytowa). W obwodach oscylatorów fal krótkich zastosowano precyzer dostrojenia. Dostrojenie precyzyjne jest realizowane za pomocą diody pojemnościowej D6 dołączonej do obwodów oscylatora przez kondensator „skracający" C41. Zmianę pojemności diody D6 uzyskuje się przez doprowadzenie do jej katody napięcia stabilizowanego za pomocą układu scalonego US2. Do regulacji tego napięcia służy potencjometr P1. Charakterystykę przestrajania zbliżoną do liniowej uzyskano dzięki zastosowaniu potencjometru P1 o charakterystyce logarytmicznej.

W celu wyrównania amplitudy napięcia oscylacji w zakresach fal długich i średnich, po przełączeniu odbiornika na zakres fal średnich, zastosowano tłumienie obwodu rezonansowego oscylatora rezystorem R24.

Układ scalony US1 wraz z współpracującymi elementami pełni funkcję trzystopniowego wzmacniacza p.cz. FM (w tym dwa pierwsze pełnią także funkcję wzmacniaczy p.cz. AM), detektora AM i stabilizatora napięcia zasilającego wymienione sto-



Schemat odbiornika radiofonicznego ŚNIEŻNIK R-502



US3 UL1111N
US4 UL1481T
US2 UL1550L
3×CQP 40C
BC148B
BC149C
BA182
2×AAP153
Tr1
~220V 50Hz
Przełącznik zakresów - włączony zakres fal średnich
KII
KI
Ś
D
U
ARC
KONTUR
Przełącznik sieciowy
Przełącznik programatora - włączony przycisk U
U4
U3
U2
U1
U
Uwaga: 1 - Napięcia mierzono woltomierzem o rezystancji wewnętrznej >/100 kom/V przy braku sygnałów sterujących
2 - Pomiar napięć wykonano względem masy
3 - ● oznacza kontakt przełącznika nie wykorzystany w układzie elektrycznym
○ oznacza kontakt przełącznika wykorzystany w układzie elektrycznym

pnie. Pierwszy stopień wzmocnienia p.cz. jest objęty pętlą działania ARW. Trzeci stopień wzmocnienia p.cz. jest wzmacniaczem różnicowym, pełniącym również funkcję ogranicznika prądowego. Do pierwszego obwodu rezonansowego wzmacniacza p.cz. AM jest dołączona równolegle dioda ograniczająca D5. Zapewnia ona szybki wzrost tłumienia obwodu po przekroczeniu określonego poziomu sygnału, zabezpieczając tym samym układ scalony US1 przed uszkodzeniem.

W torze p.cz. AM zastosowano trzy obwody strojone (F2, F3, F4) i jeden rezonator ceramiczny FC2, przy czym obwody F2 i F3 oraz rezonator FC2 tworzą trzyobwodowy filtr pasmowy. W torze p.cz. FM zastosowano cztery obwody strojone (F1, F5, F6, F7) i filtr ceramiczny FC1.

Na wyjściu detektora AM znajduje się filtr typu podwójne π. Jego zadaniem jest eliminacja resztek sygnału p.cz. oraz zapewnienie małej stałej czasowej układu ARW, przy dobrym tłumieniu najmniejszych częstotliwości akustycznych przenikających do tego układu. Napięcie ARW po wstępnym ustaleniu za pomocą potencjometru R34 jest doprowadzane przez rezystor R21 do mieszacza oraz przez rezystor R32 do pierwszego stopnia wzmocnienia p.cz. (wejście układu scalonego US1).

Sygnały z detektora AM lub detektora FM są doprowadzane do bazy tranzystora T7, pracującego w układzie przedwzmacniacza m.cz. Z rezystora emiterowego tego tranzystora jest pobierany sygnał do ewentualnego zapisu na taśmie magnetofonowej. Wzmacniacz mocy pracuje z układem scalonym US4.

Między przedwzmacniaczem i wzmacniaczem mocy znajdują się układy regulacji barwy dźwięku oraz siły dźwięku. Do regulacji przenoszonego pasma m.cz. w zakresie najmniejszych częstotliwości służy potencjometr P3 (Basy), a w zakresie największych częstotliwości akustycznych – potencjometr P4 (Soprany). Potencjometr siły dźwięku P5 ma odczep, który za pomocą przełącznika „Kontur" jest dołączany do masy przez rezystor R59 lub układ złożony z elementów: C85, C87 i R58. Wciśnięcie klawisza „Kontur" powoduje uwypuklenie tonów niskich i wysokich w początkowym zakresie regulacji siły dźwięku. Jest to korzystne ze względu na fizjologiczne właściwości słuchu.

Obciążenie wzmacniacza mocy stanowi głośnik typu GD-10-16/5/4.

Tranzystor T6 i układ scalony US3 pracują w układzie diodowego wskaźnika wysterowania tak toru AM, jak i FM. Tranzystor pracuje w układzie wtórnika emiterowego i pełni funkcję separatora. Układ podwajacza napięcia wskaźnika wysterowania zrealizowano z diodami D10 i D11.

Odbiornik jest zasilany z sieci przez transformator sieciowy typu TS-25/6. Stopnie w.cz. są zasilane napięciem stałym z dwupołówkowego prostownika pracującego z diodami D16 i D17. Napięcie stałe niezbędne do zmiany pojemności diod D1, D3 i D6 jest uzyskiwane z prostownika jednopołówkowego, zrealizowanego z diodą D15. Napięcie to jest stabilizowane za pomocą układu scalonego US2. Do zasilania żarówek Ż1...Ż3 sygnalizujących włączenie odbiornika do sieci i oświetlających podziałkę zastosowano oddzielne uzwojenie w transformatorze.

Odbiornik jest wyposażony w gniazda: antenowe i uziemienia, gramofonu z przetwornikiem piezoelektrycznym, magnetofonu oraz głośnika zewnętrznego. Przy włączonym głośniku zewnętrznym głośnik wewnętrzny jest odłączony (automatycznie).

„Zybi"

Dane techniczne elementów półprzewodnikowych produkowanych w CEMI (4)

TRANZYSTORY

Od Redakcji

W pierwszej części danych technicznych (w nrze 2/82) zamieściliśmy parametry techniczne diod prostowniczych.

W nrze 3/84 były zamieszczone dane diod przełączających, pojemnościowych (warikapów) oraz tyrystorów szybkich zintegrowanych z diodą. Część trzecia tego cyklu (nr 4/84) zawierała dane techniczne stabilistorów (diod Zenera).

Poniżej podajemy wykaz oznaczeń parametrów technicznych tranzystorów, obowiązujący w krajowych katalogach oraz dane techniczne tranzystorów m.cz. małej mocy, tranzystorów dużej mocy wysokonapięciowych oraz tranzystorów polowych złączowych.

Opracowali: mgr inż. Jacek Alchimowicz i inż. Jan Obojski

WYKAZ OZNACZEŃ PARAMETRÓW TECHNICZNYCH TRANZYSTORÓW

C_{CBO}	pojemność kolektor-baza
C_{12es}	pojemność sprzężenia zwrotnego w układzie wspólnego emitera
C_{12ss}	pojemność sprzężenia zwrotnego w układzie wspólnego źródła
f_p	częstotliwość pomiarowa
f_T	częstotliwość graniczna
F	współczynnik szumów
h_{21e}	małosygnałowy zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego w układzie wspólnego emitera
h_{21E}	statyczny współczynnik wzmocnienia prądowego w układzie wspólnego emitera
I_B	prąd bazy
I_C	prąd kolektora
I_D	prąd drenu
I_{DSS}	prąd drenu przy zwarciu bramka-źródło ($U_{GS} = 0$) i przy określonym U_{DS}
I_G	prąd bramki
P_C	moc strat w kolektorze
P_{tot}	moc całkowita
$R_{th(j-c)}$	rezystancja termiczna złącze-obudowa
t_{amb}	temperatura otoczenia
t_{case}	temperatura obudowy
t_j	temperatura złącza
U_{CB}	napięcie kolektor-baza
U_{CBO}	napięcie kolektor-baza, rozwarty emiter
U_{CE}	napięcie kolektor-emiter
U_{CEO}	napięcie kolektor-emiter, rozwarta baza
U_{CES}	napięcie kolektor-emiter, baza zwarta z emiterem
U_{EBO}	napięcie emiter-baza, rozwarty kolektor
U_{DS}	napięcie dren-źródło
U_{GD}	napięcie bramka-dren
U_{GS}	napięcie stałe bramka-źródło
$U_{GS\ off}$	napięcie odcięcia bramka-źródło

Tranzystory małej częstotliwości małej mocy

Oznaczenia	N n-p-n / P p-n-p	U_{CBO} (U_{CES}) max	U_{CEO} max	U_{EBO} max	I_C max	P_{tot} max	t_j max	Grupa	h_{21E} (U_{CE} = 5 V, I_C = 2 mA) min	typ	max	h_{21e} (U_{CE} = 5 V, I_C = 2 mA, f_p = 1 kHz) min	max	f_T min (typ)	$U_{CE\,sat}$ (I_C = 10 mA, I_B = 0,5 mA) max (typ)	F (U_{CE} = 5 V, I_C = 0,2 mA) max	Obudowa Rys.
		V	V	V	mA	mW	°C		–	–	–	–	–	MHz	V	dB	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
BC107	N	50	45	5	100	300	175	A	110		240	125	260	150	0,25	10	1
								B	200		480	240	500				
BC108	N	30	20	5	100	300	175	A	110		240	125	260	150	0,25	10	1
								B	200		480	240	500				
								C	400		850	450	900				
BC109	N	30	20	5	100	300	175	B	200		480	240	500	150	0,25	4	1
								C	400		850	450	900				
BC147	N	50	45	6	100	300	125	A	110		240	125	260	150	0,25	10	2
								B	200		480	240	500				
BC148	N	30	20	5	100	300	125	A	110		240	125	260	150	0,25	10	2
								B	200		480	240	500				
								C	400		850	450	900				
BC149	N	30	20	5	100	300	125	B	200		480	240	500	150	0,25	4	2
								C	400		850	450	900				
BC157	P	50	45	5	100	300	125	VI	65		150	75	150	(150)	0,2	10	2
								A	110		240	125	260				
								B	200		480	240	500				
BC158	P	30	25	5	100	300	125	VI	65		150	75	150	(150)	0,2	10	2
								A	110		240	125	260				
								B	200		480	240	500				
								C	400		850	450	900				
BC159	P	25	20	5	100	300	125	A	110		240	125	260	(150)	0,2	4	2
								B	200		480	240	500				
								C	400		850	450	900				
BC177	P	50	45	5	100	300	175	VI	65		150	75	150	100	(0,1)	10	1
								A	110		240	125	260				
								B	200		480	240	500				
BC178	P	30	25	5	100	300	175	VI	65		150	75	150	100	(0,1)	10	1
								A	110		240	125	260				
								B	200		480	240	500				
								C	450		900	450	900				
BC179	P	25	20	5	100	300	175	A	110		240	125	260	100	(0,1)	4	1
								B	200		480	240	500				
								C	450		900	450	900				
BC211	N	80	40	5	1000	800	175	6	40[2]		100[2]			50	1[3]		3
								10	60[2]		160[2]						
								16	100[2]		250[2]						
BC211A	N	100	60	5	1000	800	175	6	40[2]		100[2]			50	1[3]		3
								10	60[2]		160[2]						
								16	100[2]		250[2]						
BC237	N	45	45	6	100	300	150	A	110		240	125	260	150	0,25	10	4
								B	200		480	240	500				
BC238	N	20	20	5	100	300	150	A	110		240	125	260	150	0,25	10	4
								B	200		480	240	500				
								C	450		900	450	900				
BC239	N	20	20	5	100	300	150	B	200		480	240	500	150	0,25	4	4
								C	450		900	450	900				
BC307	P	50	45	5	100	300	150	VI	65		150	75	150	100	0,2	10	4
								A	110		240	125	260				
BC308	P	30	25	5	100	300	150	VI	65		150	75	150	100	0,2	10	4
								A	110		240	125	260				
								B	200		480	240	500				
BC309	P	25	20	5	100	300	150	A	110		240	125	260	100	0,2	4	4
								B	200		480	240	500				
BC313	P	60	40	5	1000	800	175	6	40[2]		100[2]			50	1[3]		3
								10	60[2]		160[2]						
								16	100[2]		250[2]						

Oznaczenie	N n-p-n P p-n-p	Parametry dopuszczalne (t_{amb} = 25°C)						Grupa	Parametry charakterystyczne (t_{amb} = 25°C)								Obudowa Rys.
		U_{CBO} (U_{CES}) max	U_{CEO} max	U_{EBO} max	I_C max	P_{tot} max	t_j max		h_{21E} U_{CE} = 5 V I_C = 2 mA			h_{21e} U_{CE} = 5 V I_C = 2 mA f_p = 1 kHz		f_T	U_{CEsat} I_C = 10 mA I_B = 0,5 mA	F U_{CE} = 5 V I_C = 0,2 mA	
		V	V	V	mA	mW	°C		min	typ	max	min	max	min (typ)	max (typ)	max	
									–	–	–	–	–	MHz	V	dB	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
BC313A	P	80	60	5	1000	175	6	40[2]	100[2]					50	1[3]		3
								10	60[2]		160[2]						
								16	100[2]		250[2]						
BC337	N	50	45	5	800	500	150	10	60[4]		160[4]			(150)	0,7[1]		4
								16	100[4]		250[4]						
								25	160[4]		400[4]						
BC338	N	30	25	5	800	500	150	10	60[4]		160[4]			(150)	0,7[1]		4
								16	100[4]		250[4]						
								25	160[4]		400[4]						
BC393	P	180	180	6	100	400	200		50[5]					50	(0,25)[6]		1
BC413	N	45	30	5	100	300	150	B	200		480	240	500	(250)	0,25	2,5	4
								C	400		850	450	900				
BC414	N	50	45	5	100	300	150	B	200		480	240	500	(250)	0,25	2,5	4
								C	400		850	450	900				
BC527	N	45	45	5	50	300	175	I		180		100	240	150	0,25	10	1
								II		290		210	450				
								III		520		400	900				
BC528	N	20	20	5	50	300	175	I		180		100	240	150	0,25	10	1
								II		290		210	450				
								III		520		400	900				
BC627	N	45	45	5	50	300	150	A		180		100	240	150	0,25	10	4
								B		290		210	450				
								C		520		400	900				
BC628	N	20	20	5	50	300	150	A		180		100	240	150	0,25	10	4
								B		290		210	450				
								C		520		400	900				
BCE107	N	45	45	5	100	150	175	A	110	180	240	125	260	150	0,25	10	5
BCE107R								B	200	290	480	240	500				
BCE108	N	20	20	5	100	150	175	A	110	180	240	125	260	150	0,25	10	5
BCE108R								B	200	290	480	240	500				
								C	400	520	850	450	900				
BCE109	N	20	20	5	100	150	175	B	200	290	480	240	500	150	0,25	4	5
BCE109R								C	400	520	850	450	900				
BCE177	P	50	45	5	100	150	175	VI	65		150	75	150	(250)	0,2	10	5
BCE177R								A	110		240	125	260				
								B	200		480	240	500				
BCE178	P	30	25	5	100	150	175	VI	65		150	75	150	(250)	0,2	10	5
BCE178R								A	110		240	125	260				
								B	200		480	240	500				
								C	400		850	450	900				
BCE179	P	25	20	5	100	150	175	A	110		240	125	260				
BCE179R								B	200		480	240	500	(250)	0,2	4	5
								C	400		850	450	900				
BCW29	P	30	20	5	100	200	150		120		215			(150)	0,3	10	6
BCW29R																	
BCW30	P	30	20	5	100	200	150		260		500			(150)	0,3	10	6
BCW30R																	
BCW31	N	30	20	5	100	200	150		110		220			(300)	0,25	10	6
BCW31R																	
BCW32	N	30	20	5	100	200	150		200		450			(300)	0,25	10	6
BCW32R																	
BCW33	N	30	20	5	100	200	150		420		800			(300)	0,25	10	6
BCW33R																	
BCW69	P	50	45	5	100	200	150		120		215			(150)	0,3	10	6
BCW69R																	
BCW70	P	50	45	5	100	200	150		260		500			(150)	0,3	10	6
BCW70R																	
BCW71	N	50	45	5	100	200	150		110		220			(300)	0,25	10	6
BCW71R																	

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
BCW72 BCW72R*	N	50	45	5	100	200	150		200		450			(300)	0,25	10	6
BCX17* BCX17R*	P	(50)	45	5	500	310	150		100[4]		600[4]			100	0,6[1]		6
BCX18* BCX18R*	P	(30)	25	5	500	310	150		100[4]		600[4]			100	0,6[1]		6
BCX19* BCX19R*	N	(50)	45	5	500	310	150		100[4]		600[4]			200	0,6[1]		6
BCX20* BCX20R*	N	(30)	25	5	500	310	150		100[4]		600[4]			200	0,6[1]		6

[1] przy I_C = 0,5 A; I_B = 0,05 A; [2] przy I_C = 150 mA; U_{CE} = 2 V; [3] przy I_C = 1 A; I_B = 0,1 A; [4] przy I_C = 100 mA; U_{CE} = 1 V; [5] przy I_C = 10 mA; U_{CE} = 10 V; [6] przy I_C = 50 mA; I_B = 5 mA; * nowe uruchomienia

Tranzystory dużej mocy wysokonapięciowe

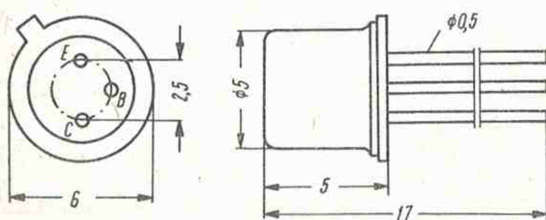
Oznaczenie	N n-p-n	Parametry graniczne (t_{amb} = 25°C)								Parametry charakterystyczne (t_{amb} = 25°C)							Obudowa Rys.
		U_{CBO} (U_{CES}) max	U_{CEO} max	U_{EBO} max	I_C max	P_{tot} max	przy t_{case}	tj max	R_{thj-c} max	h_{21E} min	h_{21E} max	przy I_C	przy U_{CE}	f_T min (typ)	$U_{CE\,sat}$ max	przy I_C/I_B	
		V	V	V	A	W	°C	°C	°C/W	–	–	A	V	MHz	V	A/A	
BU204*	N	1300	600	5	2,5	10	90	115	2,5	2,0		2	5	(7,5)	5	2/1	8
BU205*	N	1500	700	5	2,5	10	90	115	2,5	2,0		2	5	(7,5)	5	2/1	8
BU206*	N	1700	800	5	2,5	10	90	115	2,5	1,8		2	5	(7,5)	5	2/1	8
BU126*	N	(750)	300	6	3	30	50	125	2,5	15	60	1	5	6	10	2,5/025	8
BU326*	N	(800)	375	6	6	60	50	150	1,6	15		0,6	5	6	10	2,5/0,25	8
BU326A*	N	(900)	400	6	6	60	50	150	1,6	15		0,6	5	6	10	2,5/0,25	8
BU406*	N	400	200	6	7	60	25	150	2,08	15		5	5	10	1	5/0,5	7
BU407*	N	330	150	6	7	60	25	150	2,08	15		5	5	10	1	5/0,5	7
BU408*	N	400	200	6	7	60	25	150	2,08	10		5	5	10	1	6/1,2	7
BU409*	N	250	150	6	7	60	25	150	2,08	7,5		3	1	10	1	3/0,4	7
BUP323*[1]	N	500	350	8	10	175	25	200	1	150	2000	6	6	6	1,5	3/0,06	8
BUP323A*[1]	N	600	400	8	10	175	25	200	1	150	2000	6	6	6	1,5	3/0,06	8
BUYP52	N	120	70	5	5	50	25	150	2,5	10		0,5	5	10	0,35	0,5/0,05	8
BUYP53	N	80	50	5	5	50	25	150	2,5	20		0,5	5	10	0,35	0,5/0,05	8
BUYP54	N	40	30	5	5	50	25	150	2,5	20		0,5	5	10	0,35	0,5/0,05	8

[1] W układzie Darlingtona * nowe uruchomienia

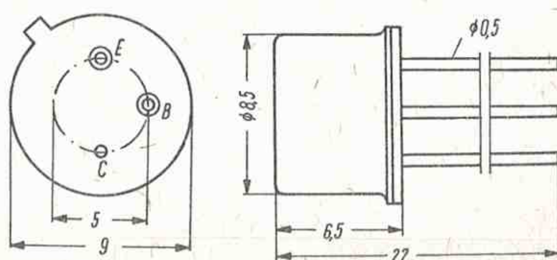
Tranzystory polowe złączowe (FET): kanał n

Oznaczenie	Parametry graniczne (t_{amb} = 25°C)					Parametry charakterystyczne (t_{amb} = 25°C)																Obudowa Rys.
	U_{GD} max	U_{DS} max	I_G max	P_{tot} max	t_j max	I_{DSS} min	I_{DSS} max	przy U_{GS}	przy U_{DS}	U_{GS} min	U_{GS} max	przy U_{DS}	przy I_D	$U_{GS\,off}$ min	$U_{GS\,off}$ max	przy U_{DS}	przy I_D	C_{12ss} max (typ)	przy U_{DS}	przy U_{GS}	przy f_p	
	V	V	mA	mW	°C	mA	mA	V	V	V	V	V	µA	V	V	V	nA	pF	V	V	MHz	
BF245A	–30	±30	10	360	150	2	6,5	0	15	–0,4	–2,2	15	200	–0,5	–8	15	10	(1,1)	20	–1	1	4
BF245B	–30	±30	10	360	150	6	15	0	15	–1,6	–3,8	15	200	–0,5	–8	15	10	(1,1)	20	–1	1	4
BF245C	–30	±30	10	360	150	12	25	0	15	–3,2	–7,5	15	200	–0,5	–8	15	10	(1,1)	20	–1	1	4
BFR30* BFR30R*	–25	±25	5	200	150	4	10	0	10		–4	10	50		–5	10	0,5	1,5	10	[1]	1	6
BFR31* BFR31R*	–25	±25	5	200	150	1	5	0	10		–2	10	50		–2,5	10	0,5	1,5	10	[1]	1	6

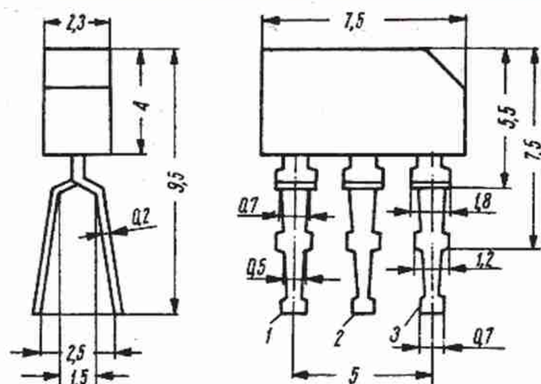
[1] I_D = 200 µA * nowe uruchomienia



Rys. 1. Szkic obudowy CE22 (TO18)

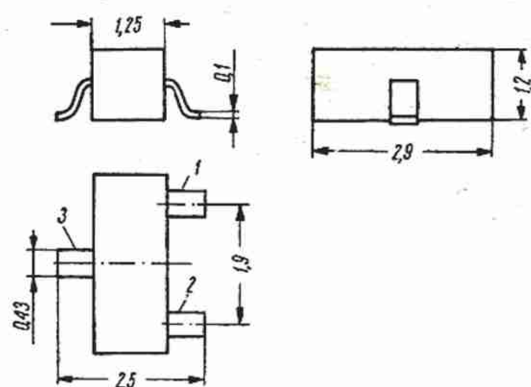


Rys. 3. Szkic obudowy CE23 (TO39)



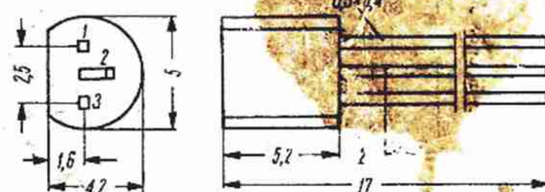
	1	2	3
BF194...BF197	B	E	C
Pozostałe	E	B	C

Rys. 2. Szkic obudowy CE38



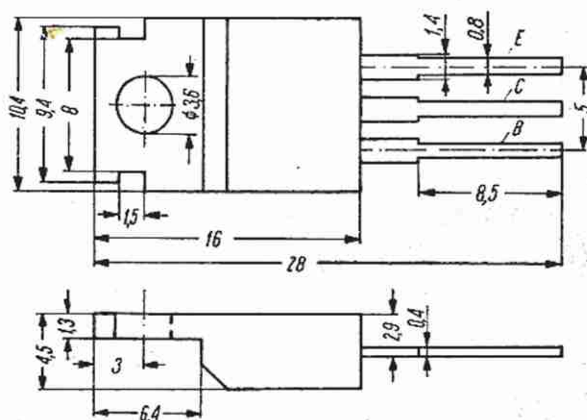
	1	2	3
Wersja norm.	E	B	C
Wersja R	B	E	C
BFR30, BFR31	S	D	G
BFR30R, BFR31R	D	S	G

Rys. 6. Szkic obudowy CE46

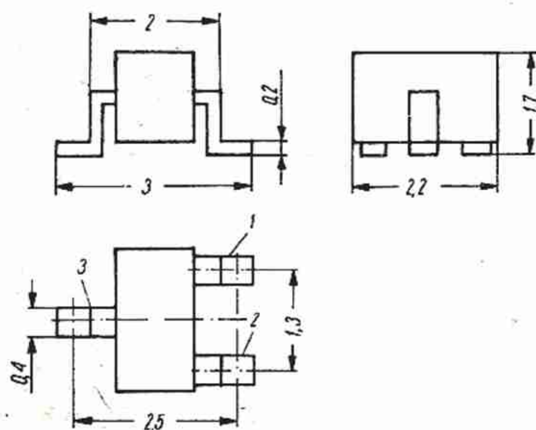


	1	2	3
BF245	D	S	G
BF240, BF241, BF440, BF441	B	E	C
Pozostałe	E	B	C

Rys. 4. Szkic obudowy CE35 (TO92)

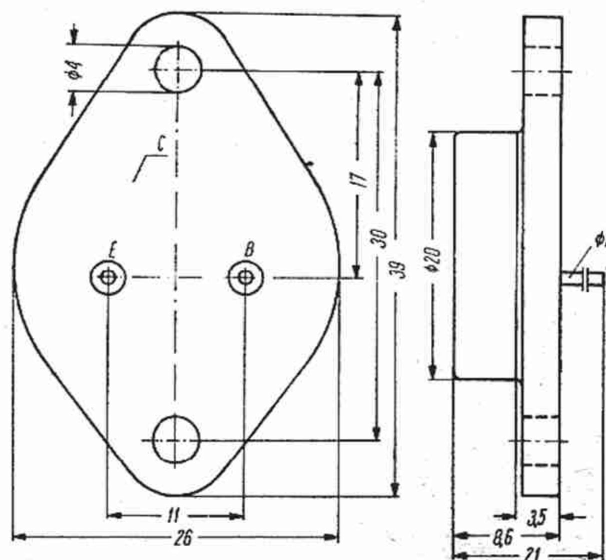


Rys. 7. Szkic obudowy CE30 (TO22)



	1	2	3
Wersja norm.	B	E	C
Wersja R	E	B	C

Rys. 5. Szkic obudowy CE45



Rys. 8. Szkic obudowy CE20 (TO3)

Podstawy techniki cyfrowej (10)

MIECZYSŁAW KRĘCIEJEWSKI

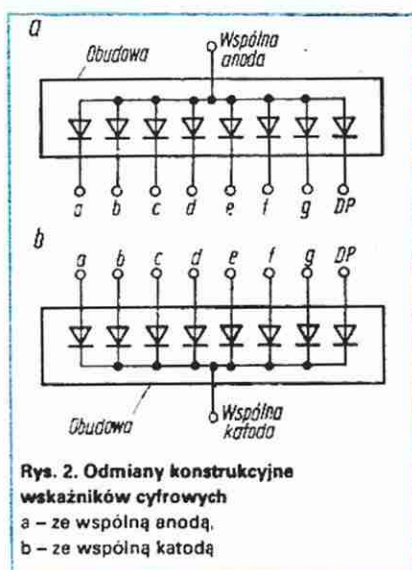
KOMBINACYJNE UKŁADY FUNKCJONALNE

Omówione poprzednio bramki logiczne i przerzutniki umożliwiają budowę dowolnego układu cyfrowego. Porównując jednak różne, złożone układy cyfrowe stwierdza się, że powtarzają się w nich pewne stałe części składowe – podukłady, spełniające tę samą funkcję. Podukłady te będziemy nazywać blokami funkcjonalnymi. Bloki funkcjonalne dzielą się na kombinacyjne (budowane bez wykorzystania przerzutników) i sekwencyjne (budowane z udziałem przerzutników). Pewne, częściej stosowane bloki funkcjonalne są dostępne w formie układów scalonych. Osiąga się dzięki temu zmniejszenie rozmiarów, kosztu, poboru mocy budowanego urządzenia, jak również upraszcza się jego projektowanie. W artykule zostaną omówione kombinacyjne bloki funkcjonalne produkowane jako układy scalone w ramach serii UCY74.

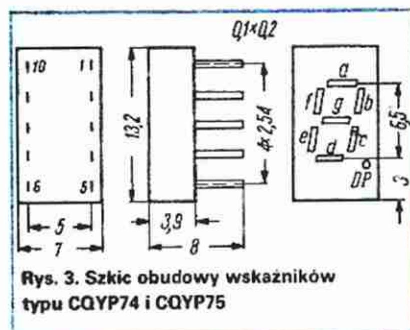
UKŁAD SCALONY UCY7447N DO STEROWANIA PÓŁPRZEWODNIKOWYCH WSKAŹNIKÓW CYFROWYCH

Bardzo często do wyświetlania cyfrowej informacji wyjściowej (np. w miernikach cyfrowych) używa się półprzewodnikowych wskaźników cyfrowych. Najprostszym wskaźnikiem stosowanym w praktyce jest wskaźnik 7-segmentowy. Składa się on z 7 diod świecących typu LED, uformowanych w postaci pasków (segmentów) i zamkniętych w jednej obudowie. Diody są ułożone tak, że przypominają kształtem cyfrę 8. Umożliwia to wyświetlanie wszystkich cyfr dziesiętnego systemu liczenia (rys. 1). Kolejne diody są standardowo oznaczane małymi literami od a do g. Dodatkowo w tej samej obudowie znajduje się z reguły ósma dioda stanowiąca tzw. punkt dziesiętny (DP od ang. Decimal Point) umożliwiający oddzielenie części całkowitej wyświetlanej liczby od jej części ułamkowej. Punkt ten może znajdować się z prawej lub lewej strony cyfry.

W praktyce spotyka się dwie odmiany konstrukcyjne półprzewodnikowych wskaźników cyfrowych: ze wspólną anodą i ze wspólną katodą (rys. 2). We wskaźnikach ze wspólną anodą, anody wszystkich diod świecących są wewnątrz obudowy połączone ze sobą i wyprowadzone na zewnątrz jako jedna końcówka. Wskaźniki ze wspólną katodą mają natomiast wyprowadzenie połączone z katodami wszystkich segmentów. Spotyka się również rozwiązania, w których segmenty są podzielone na dwie grupy, np. (a, b, c, DP) i (d, e, f, g). We wskaźnikach takich, wewnątrz ich obudowy połączone są ze sobą anody (lub katody) diod należących do jednej grupy. Na zewnątrz są wyprowadzone w takich przypadkach dwie końcówki stanowiące wspólne anody (katody) segmentów (a, b, c, Dp) i (d, e, f, g). Przykładem takiego rozwiązania mogą być 7-segmentowe półprzewodnikowe wskaźniki cyfrowe typu CQYP74 i CQYP75 produkcji krajowej (CEMI). Szkic obudowy obu wskaźników przedstawiono na rys. 3, a podstawowe ich parametry w tablicach 1 i 2. Oba wskaźniki mają identyczny kształt i parametry, różnią się tylko sposobem wyprowadzenia elektrod: wskaźnik CQYP74 jest wskaźnikiem ze wspólną anodą, a CQYP75 – ze wspólną katodą.



Rys. 2. Odmiany konstrukcyjne wskaźników cyfrowych
a – ze wspólną anodą,
b – ze wspólną katodą



Rys. 3. Szkic obudowy wskaźników typu CQYP74 i CQYP75

Oznaczenia wyprowadzeń wskaźników LED — Tablica 1

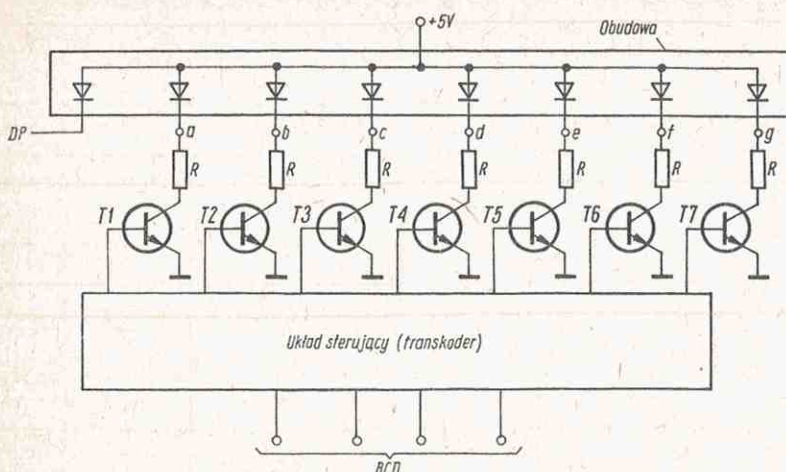
Numer wyprowadzenia	CQYP74	CQYP75
1	Wspólna anoda segmentów: d, e, f, g	Wspólna katoda segmentów: d, e, f, g
2	Katoda segmentu f	Anoda segmentu f
3	Katoda segmentu g	Anoda segmentu g
4	Katoda segmentu e	Anoda segmentu e
5	Katoda segmentu d	Anoda segmentu d
6	Wspólna anoda segmentów: a, b, c, DP	Wspólna katoda segmentów: a, b, c, DP
7	Katoda segmentu DP	Anoda segmentu DP
8	Katoda segmentu c	Anoda segmentu c
9	Katoda segmentu b	Anoda segmentu b
10	Katoda segmentu a	Anoda segmentu a

Parametry elektryczne wskaźników LED — Tablica 2

Napięcie przewodzenia segmentu (I_s = 20 mA)	U_S	V	1,6
Napięcie wsteczne segmentu	U_R	V	≤3
Światłość segmentu (I_s = 20 mA)	I	mcd	≥0,1
Maksymalny prąd segmentu	I_{smax}	mA	20

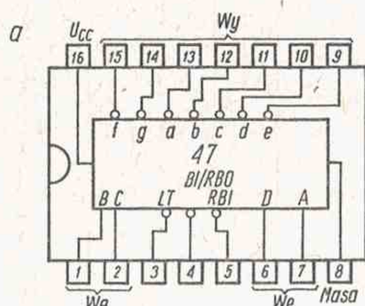


Rys. 1. Wskaźnik 7-segmentowy
a – ułożenie segmentów, b – kształt cyfr



Rys. 4. Układ sterowania wskaźnikiem ze wspólną anodą

4-bitowe słowo wejściowe w kodzie BCD, natomiast 7 wyjść a, b, c, d, e, f, g łączy się z analogicznie oznaczonymi segmentami wskaźnika cyfrowego. Wyjścia te są wysokonapięciowymi (do 15 V) wyjściami typu OC (otwarty kolektor). Każdy tranzystor wyjściowy może przełączać prąd o maksymalnej wartości 40 mA. Rezystory ograniczające prąd muszą być włączone między wyjścia układu i segmenty wskaźnika. W przypadku, gdy słowo wejściowe przybiera wartość zabronioną (od 9 do 15), na wskaźniku jest wyświetlany symbol nie odpowiadający żadnej cyfrze dziesiętnej (rys. 5b). Segment stanowiący punkt dziesiętny DP jest zwykle dołączony na stałe do odpowiedniego napięcia lub też sterowany z przełącznika zmieniającego zakres wyświetlanej liczby.



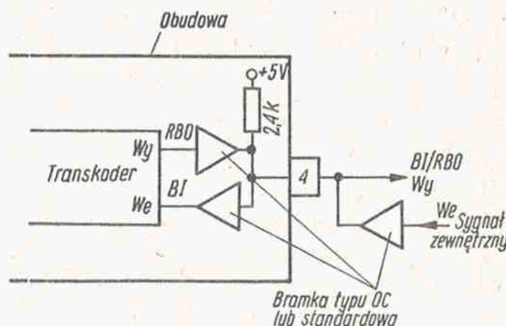
Rys. 5. Układ scalony UCY7447N
a – rozkład wyprowadzeń
b – kształty wyświetlanych znaków

b

Kształt znaku — Wszystkie segmenty zgaszone

Wartość słowa wej. w kodzie NB (A=LSB, D=MSB): 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15

Stany dozwolone kodu BCD — Stany zabronione kodu BCD



Rys. 6. Uproszczony schemat doprowadzenia sygnałów RBO i BI

Chcąc wyświetlić określoną cyfrę dziesiętną trzeba przez właściwe wysterowanie elektrod pobudzić do świecenia odpowiadające jej segmenty. Należy podkreślić, że układy sterowania wskaźników ze wspólną anodą są inne niż w przypadku wspólnej katody. W pierwszej kolejności zostaną omówione układy pracy wskaźników ze wspólną anodą.

Wyprowadzenie (lub wyprowadzenia) stanowiące wspólną anodę dołącza się na stałe do dodatniego bieguna zasilania, przeważnie do napięcia +5 V. Katody poszczególnych segmentów są przyłączone do masy układu przez rezystory ograniczające prąd i tranzystory przełączające (rys. 4). Tranzystory T1... T7 znajdują się na zmianę bądź w stanie zablokowania, bądź w stanie nasycenia. Dowolny segment można pobudzić do świecenia jedynie przez wprowadzenie w stan nasycenia sterujący nim tranzystor. Wartość rezystorów R dobiera się zgodnie z zależnością:

$$R = \frac{U_{CC} - U_s - U_{CEsat}}{I_s}$$

przy czym:

I_s – prąd segmentu,
U_s – spadek napięcia na segmencie przy przepływie prądu I_s,
U_{CEsat} – napięcie nasycenia kolektor-emiter (ok. 0,3 V).

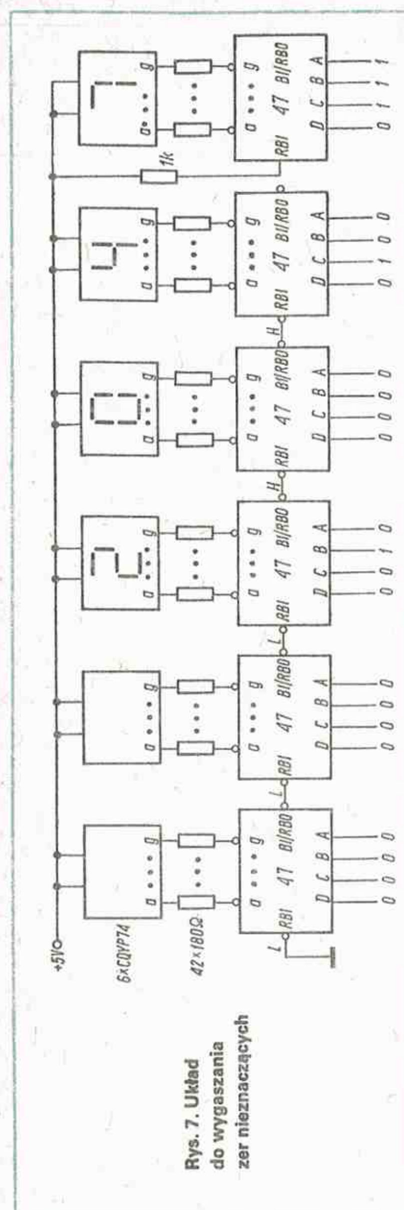
Wartość rezystora R musi być tak dobrana, aby nie została przekroczona maksymalna wartość prądu segmentu $I_{s\ max}$

Tranzystory T1...T7 są sterowane przez specjalny układ cyfrowy zwany transkoderem (układ zamiany kodu). Układ ten ma za zadanie zamienić 4-bitowe słowo wejściowe w kodzie BCD na 7-bitowe słowo wyjściowe (tzw. kod wskaźnika 7-segmentowego) w taki sposób, aby można było wyświetlać cyfrę zgodną z wartością słowa wejściowego. Zakładamy tu, że będziemy wyświetlać jedynie liczby reprezentowane w kodzie BCD, gdyż jest to najczęściej spotykany przypadek.

W praktyce, do sterowania wskaźnika 7-segmentowego ze wspólną anodą stosuje się powszechnie układ UCY7447N (rys. 5). Na wejścia A, B, C,D podaje się

Dodatkowo, układ scalony UCY7447N ma trzy wyprowadzenia oznaczone jako LT, BI/RBO i RBI. Wyprowadzenie LT (ang. Lamp Test) umożliwia doprowadzenie sygnału wejściowego umożliwiającego kontrolę poprawności działania wskaźnika i samego układu. Pojawienie się niskiego poziomu napięcia na LT spowoduje (przy sprawnym układzie i wskaźniku) zaświecenie wszystkich segmentów wskaźnika, czyli cyfry 8.

Na wyprowadzenie BI/RBO doprowadza się sygnał generowany przez układ transkodera, nazwany RBO (ang. Ripple Blanking Output). W niektórych sytuacjach (omówimy to dalej) realizuje się iloczyn montażowy (wired AND) sygnału RBO z pewnym sygnałem zewnętrznym. Sygnał będący wynikiem tej operacji nosi nazwę BI (ang. Blanking Input) i jest sygnałem wejściowym transkodera (rys. 6). Sygnał ten służy do wygaszania wskaźnika cyfrowego. Gdy tylko BI = L, to niezależnie od stanu pozostałych wejść transkodera, wszystkie tranzystory wyjściowe zostaną wprowadzone w stan odcięcia i żaden segment wskaźnika nie świeci.



Rys. 7. Układ do wygaszania zer nieznaczących

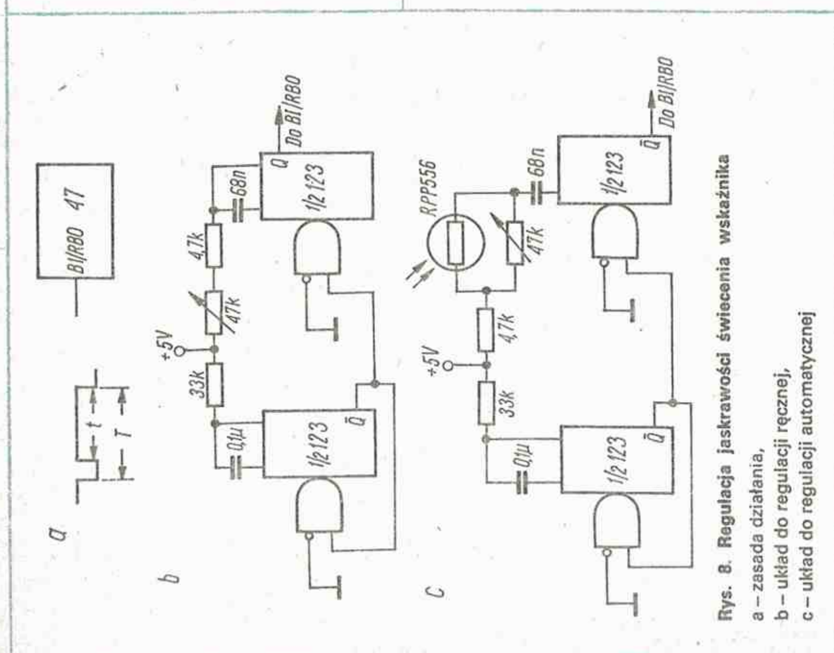
W przypadku, gdy sygnał zewnętrzny nie jest doprowadzony zachodzi równość BI = RBO.

Trzecie wejście pomocnicze RBI (ang. Ripple Blanking Input) jest wykorzystywane w przypadku wygaszania nieznaczących zer. Załóżmy, że na 6-cyfrowym polu odczytowym wyświetlamy liczbę 2047. W kodzie BCD ma ona postać:

0000 0000 0010 0000 0100 0111

czyli jest wyświetlana jako: 002047. Dwa skrajne lewe zera nazywamy nieznaczącymi. Wygaszenie ich spowoduje, że będzie wyświetlana liczba 2047. Układ wygaszania działa w następujący sposób. Jeżeli poziom napięcia na wejściu RBI jest niski i jednocześnie napięcia na wejściach ABCD też są niskie (odpowiada to cyfrze 0), to sygnał RBO przyjmuje niski poziom napięcia. Tym samym zostaje wymuszony niski poziom napięcia sygnału BI i w efekcie następuje wygaszenie wskaźnika. Gdy słowo wejście jest różne od zera lub sygnał RBI = H, wówczas RBO = H i wskaźnik nie będzie wygaszany. Łącząc kolejno wyprowadzenia BI/RBO z wejściami RBI młodszych cyfr zapewnia się wygaszenie wszystkich zer nieznaczących. Wejście RBI transkodera najmłodszej cyfry zostawia się nie podłączone, aby nie wygasić całego pola odczytowego przy wyświetlaniu liczby 0 (rys. 7).

Innym sposobem wygaszenia całego wskaźnika jest wymuszanie niskiego poziomu napięcia sygnału BI z zewnątrz. Sposób ten umożliwia sterowanie jaskrawością świecenia wskaźników. Polega on na tym, że do wyprowadzenia BI/RBO przykłada się ciąg impulsów o stałej częstotliwości i zmiennym współczynniku wypełnienia (rys. 8). W czasie okresu T cyfra jest wyświetlana tylko porzez czas t.



Rys. 8. Regulacja jaskrawości świecenia wskaźnika
a – zasada działania,
b – układ do regulacji ręcznej,
c – układ do regulacji automatycznej

Leksykon techniki hi-fi i wideo (1)

pod redakcją Jerzego Auerbacha

Leksykon stanowi wybór haseł z zakresu techniki hi-fi oraz techniki wizyjnej, z obszernej pracy przygotowanej przez COBRESPU do wydania książkowego. Wyboru dokonano z zamiarem przyswojenia czytelnikom „Re" określeń technicznych używanych przez autorów naszego pisma i tym samym zrezygnowania z potrzeby ich każdorazowego objaśniania w poszczególnych artykułach. Mamy nadzieję, że leksykon przyczyni się również do ujednolicenia słownictwa, które w elektronice, wskutek jej szybkiego rozwoju, tworzy się często w sposób żywiołowy, nie stwarzający okazji do szerszej konsultacji. Nazwiska autorów haseł będą podane w ostatnim odcinku leksykonu.

ABDY, ang., skrót od Anaglyphic By Delay, dosłownie anaglif uzyskany przez opóźnienie (anaglif, z greckiego, obraz sprawiający wrażenie płaskorzeźby), nazwa firmowa układu montowanego w odbiorniku TVC, służącego do uzyskania efektu stereofonicznego. Działanie ABDY jest oparte na przesunięciu czasowym sygnałów odpowiadających kolorowi czerwonemu w stosunku do sygnałów odpowiadających kolorowi zielonemu. Przesunięte na ekranie kineskopu obrazy, oglądane przez specjalne okulary (zielono-czerwone), wywołują wrażenie kolorowego obrazu przestrzennego. Ze względu na przeprowadzenie całego procesu tylko po stronie odbiorczej, a więc przy braku dodatkowych informacji, niezbędnych do wywołania fizycznego efektu trójwymiarowości, efekt ABDY, opierający się na fizjologicznym odczuciu przestrzenności, ma charakter pseudostereofoniczny.

AB-stereofonia, system nagrywania dźwięku stereofonicznego za pomocą dwóch mikrofonów umieszczonych w odległości od 25 cm do 1,5 m od siebie. Efekt stereofoniczny uzyskuje się wskutek różnicy czasu przebiegu dźwięku i różnicy faz występujących między sygnałami pochodzącymi z obu mikrofonów. Odtwarzanie dźwięku nagranego przy użyciu techniki AB nie jest kompatybilne z odtwarzaniem monofonicznym (przy odtwarzaniu monofonicznym następuje znaczne pogorszenie jakości), wobec czego system ten znalazł w radiofonii i w nagraniach płyt gramofonowych tylko ograniczone zastosowanie.

Accurate Pistonic Motion, nazwa membran głośników wykonanych z blachy aluminiowej, o budowie komórkowej w kształcie plastra miodu. Takie ukształtowanie membrany usztywnia jej konstrukcję zmniejszając zniekształcenia linearne i nielinearne odtwarzanego sygnału. Oznaczenie jest używane przez niektóre firmy.

Adapter, głowica odczytująca, przetwornik mechaniczno-elektryczny w gramofonie służący do zamiany zapisu mechanicznego na sygnał foniczny. Podstawowym elementem adaptera jest układ drgający zawierający igłę. Charakterystyczną właściwością adaptera jest jego czułość (skuteczność) wyrażana w mV/cm/s jako stosunek napięcia wytwarzanego sygnału do prędkości drgań igły w rowku przy częstotliwości 1000 Hz. Zależnie od zasady działania adaptery dzieli się na wychyleniowe (krystaliczne z bimorfem z soli Seignetta lub materiału piezoceramicznego) oraz prędkościowe (magnetyczne) z ruchomą zworą magnetyczną, ruchomym magnesem lub ruchomą cewką. W gramofonach hi-fi są stosowane wyłącznie adaptery prędkościowe o małej sile nacisku ramienia na płytę i o szerokim pasmie przenoszenia przy małych zniekształceniach nielinearnych. Zgodnie z PN-74/T-86170 pasmo przenoszenia adapterów do gramofonów hi-fi powinno wynosić co najmniej 40...12 500 Hz, a tłumienie przesłuchu między kanałami przy 1 kHz powinno być większe niż 20 dB.

ADRES, ang., skrót od Automatic Dynamic Range Expansion System, nazwa kompandorowego systemu do redukcji szumów, opracowanego przez japońską firmę Aurex. Występuje jako osobne urządzenie w zestawach hi-fi, rzadziej jako integralna część magnetofonów kasetowych. System umożliwia podwyższenie stosunku sygnał/szum o około 17 dB przy 315 Hz i około 30 dB przy 10 000 Hz.

AFC-Logik, Automatic Frequency Control Logik, angielskołniemieckie oznaczenie firmowe układu wyłączającego automatycznie ARCz podczas strojenia ręcznego na zakresie UKF, do momentu prawidłowego dostrojenia odbiornika. Inna używana nazwa: AFC Sensor.

AHD, ang., skrót od Audio High Density, nazwa systemu dźwiękowego płyty cyfrowej, opracowanego przez japońską firmę JVC (Victor Company of Japan). Zapis dźwięku odbywa się na pojemnościowej płycie wizyjnej systemu VHD (Video High Density). Średnica płyty wynosi 26 cm; stała prędkość kątowa 900 obr/min; czas nagrania – 2×60 min; częstotliwość próbkowania 47,25 kHz; kod PCM 16-bitowy, liniowy; dynamika 90 dB; zniekształcenia nielinearne 0,05%; liczba kanałów: dwa lub cztery dźwiękowe, bądź trzydźwiękowe i jeden wizyjny dla 3-sekundowych obrazów nieruchomych. Do odtwarzania służy odpowiednio przystosowany dyskowid systemu VHD. Płyta jest wrażliwa na dotyk i zabrudzenie.

Akustomat, przystawka elektroniczna sterowana dźwiękiem, używana do automatycznego włączania i wyłączania magnetofonu. Magnetofon może pracować tylko w czasie występowania określonego dźwięku lub też może być włączany i wyłączany impulsem dźwiękowym, np. przez klaśnięcie w dłonie. Oznaczenie firmowe.

Zmniejszenie wartości t powoduje wypadkowe zmniejszenie jaskrawości świecenia wskaźnika. Regulację taką stosuje się, np. przy zmianie warunków oświetlenia zewnętrznego. Można ją przeprowadzać ręcznie lub automatycznie przy użyciu elementu fotoczułego. Wygaszanie zer nieznaczących i regulację jaskrawości świecenia można realizować jednocześnie.

Przykładowy układ statycznego wyświetlania informacji 4-cyfrowej z wykorzystaniem wskaźników CQYP74 (określenie statyczny oznacza, że każdy wskaźnik jest sterowany przez oddzielny transkoder UCY7447N) przedstawiono na rys. 9 Pole odczytowe ma wtedy jedno miejsce po przecinku, automatyczną regulację jaskrawości świecenia wskaźników oraz możliwość wygaszania zer nieznaczących.

W przypadku stosowania wskaźnika ze wspólną katodą nie można bezpośrednio zastosować transkodera UCY7447N, lecz należy dodatkowo dołączyć kilka układów pomocniczych (w kraju nie jest produkowany transkoder typu SN7448N przeznaczony do bezpośredniego sterowania tego rodzaju wskaźników). Odpowiedni układ połączeń jest przedstawiony na rys. 10. Odpowiedni segment zaświeca się wówczas, gdy tranzystor wyjściowy współpracującego z nim negatora zostanie odcięty. Prąd segmentu I_s jest wtedy ograniczany przez rezystor R_s. Wartość tego rezystora oblicza się z zależności:

$$R_s = \frac{U_{CC} - U_s}{I_s}$$

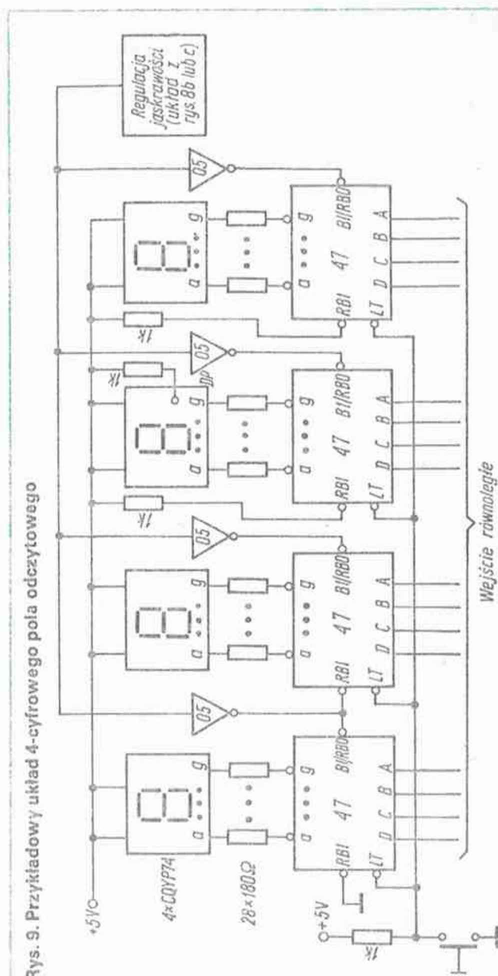
Gdy tranzystor wyjściowy negatora zostanie wprowadzony w stan nasycenia, występuje na nim spadek napięcia U_{CEsat} odpowiadający niskiemu poziomowi logicznemu U_L, który jest niższy od napięcia przewodzenia segmentu. W efekcie segment będzie wygaszony. W tym stanie przez tranzystor wyjściowy popłynie prąd o wartości równej:

$$I = \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{R_s} \approx \frac{U_{CC}}{R_s}$$

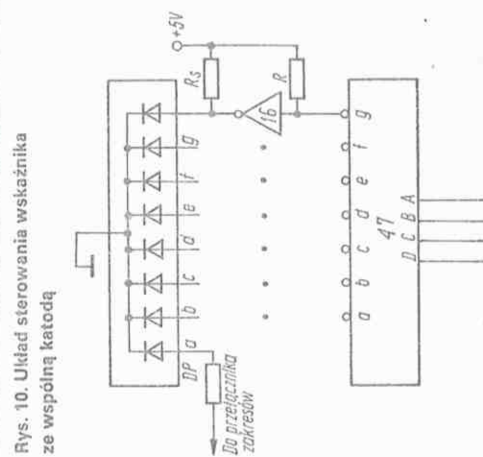
W przypadku, gdy wartość ta przekracza wartość dopuszczalną, należy w odpowiedni sposób zwiększyć moc wyjściową bramki (np. przez równoległe połączenie bramek, użycie bramki mocy itd.).

Czasami, dla zwiększenia czytelności cyfr 6 i 9 stosuje się modyfikacje układowe, dzięki którym kształty tych cyfr przybierają taką postać, jak przedstawiona na rysunku 11a.

Przykład układu zapewniającego omówioną zmianę kształtu cyfr przedstawiono na rys. 11b. W układzie tym są zachowane wszystkie właściwości transkodera UCY7447N. Poprawę kształtu cyfr można także osiągnąć stosując układ przedstawiony na rys. 11c. W tym ostatnim przypadku traci się jednak możliwość wygaszania zer nieznaczących.



Rys. 9. Przykładowy układ 4-cyfrowego pola odczytowego



Rys. 10. Układ sterowania wskaźnika ze wspólną katodą

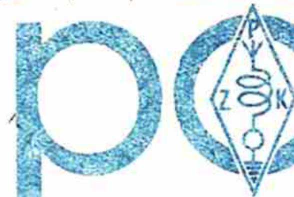
Stosowane są również układy sygnalizujące pojawienie się zakazanej kombinacji bitów na wejściach ABCD. W układach tego typu wyświetlanie cyfr od 0 do 9 nie ulega zmianie, natomiast w pozostałych przypadkach (10 do 15) zostaje wyświetlana litera E (od ang. Error – błąd). Jeden z możliwych układów sygnalizacji błędu przedstawiono na rys. 12.

cd. na str. 30

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Nr 5 (283) MAJ 1984



POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

VII POSIEDZENIE PLENARNE ZG PZK

W dniu 28 stycznia br. odbyło się w Warszawie VII Plenum Zarządu Głównego PZK. Było ono poświęcone głównie ocenie przebiegu akcji wydawania licencji oraz przygotowaniom do kampanii sprawdozdawczo-wyborczej w PZK. Posiedzenie rozpoczęto od uroczystej dekoracji Medalami za Zasługi dla Obronności Kraju grupy aktywistów Związku: SP2DEH – złotym, SP9AEP – srebrnym oraz Urszula Brzezińska, SP3BGJ, SP3BBA i SP5GIZ – brązowym medalem.

Na początku roboczej części posiedzenia głos zabrał prezes PZK SP5LVV dokonując oceny obecnej sytuacji Związku, ze szczególnym uwzględnieniem przebiegu akcji aktualizacji licencji oraz do podkreślenia najważniesjszych problemów, które powinny stać się tematem dyskusji. Między innymi stwierdził, że wielu dawnych posiadaczy licencji nie ubiega się o ich ponowne wydanie, przez co stan posiadania PZK obecnie wyraźnie się zmniejszył. W nielicznych – w stosunku do liczby wydanych licencji – przypadkach decyzji odmownych, odwołującym się indywidualnie zainteresowanym udziela pomocy Główna Komisja Aktualizacyjna PZK i Wojewódzkie Komisje Aktualizacyjne. Działalność odwoławcza przynosi już widoczne rezultaty. Podjęto decyzję o przedłużeniu czasu trwania akcji aktualizacyjnej o 3 miesiące. Wobec tego staje się konieczne przesunięcie terminu rozpoczęcia kampanii sprawozdawczo-wyborczej w PZK i terminu Zjazdu Krajowego PZK.

Prezes PZK zwrócił uwagę na konieczność sprawniejszego działania na wszystkich szczeblach organizacyjnych Związku. Oddziały małe, słabe powinny być objęte opieką i pomocą sąsiednich Oddziałów silniejszych. Jeśli to nie zda egzaminu, trzeba będzie podjąć bardziej zdecydowane decyzje organizacyjne. Liczebność niektórych Oddziałów nie daje podstaw do utrzymywania tam obsady etatowej. Może i powinna ona być tam zastąpiona efektywniejszą działalnością społeczną.

Prezes PZK zaapelował o powszechne włączenie się krótkofalowców do obchodów 40-lecia PRL, oraz obchodów 40-lecia zwycięstwa nad faszyzmem, które obchodzić będziemy w roku przyszłym. Wystąpienie prezesa PZK było uzupełnione wypowiedziami wiceprezesa ZG PZK d/s organizacyjnych SP4BBU i skarbnika SP5BFW.

W dyskusji poruszono m. in. problemy organizacyjne, przedstawiono trudności występujące w niektórych Oddziałach w przebiegu akcji aktualizacji licencji, omawiano problem wysokości składek członkowskich. Zgłoszone wnioski włączono do uchwał posiedzenia plenarnego, przyjętych w końcowej części obrad. Teksty uchwał podajemy poniżej.

Posiedzenie plenarne ZG PZK było poprzedzone w styczniu br. dwoma posiedzeniami Prezydium (14 i 27 stycznia), na których przygotowywano materiały na posiedzenie plenarne, omawiano aktualną sytuację Związku i bieżące sprawy organizacyjne, a także opracowano harmonogram ważniejszych przedsięwzięć Zarządu Głównego do końca kadencji.

SP5QU

UCHWAŁY VII PLENUM ZG PZK

Uchwała nr 1 w sprawie kampanii sprawozdawczo-wyborczej w Polskim Związku Krótkofalowców w roku 1984.

1. Plenum ZG PZK podejmuje uchwałę o rozpoczęciu z dniem 1 lutego 1984 r. kampanii sprawozdawczo-wyborczej w PZK z następującym harmonogramem:

Od dnia 1 lutego do 31 marca – odbycie zebrań sprawozdawczo-wyborczych w klubach PZK, wybór władz klubów i delegatów na zjazdy wojewódzkie PZK spośród członków nadzwyczajnych.

Od 1 kwietnia do 30 czerwca – odbycie zjazdów wojewódzkich, wybór władz i delegatów na Zjazd Krajowy. W zjazdach uczestniczą wszyscy członkowie zwyczajni i delegaci wybrani w klubach spośród członków nadzwyczajnych.

W październiku lub listopadzie 1984 r. powinien odbyć się Zjazd Krajowy PZK. Plenum postanawia zwrócić się do odpowiednich władz państwowych w celu uzyskania aprobaty na zwołanie Zjazdu Krajowego. Dokładny termin zostanie ustalony i podany w terminie przewidzianym statutem PZK.

2. W zjazdach wojewódzkich biorą udział na prawach członków zwyczajnych ci członkowie PZK, którzy w dniu zjazdu będą posiadaczami ważnej licencji oraz będą mieli na bieżąco uregulowane składki na rzecz PZK, natomiast ci, których akcja aktualizacyjna nie została jeszcze zakończona, biorą udział na prawach członków nadzwyczajnych. Stwierdzenie posiadania ważnej licencji odbywa się przez wpisanie przez zainteresowanych na listę obecności znaku wywoławczego przy podpisie.

3. Ustala się klucz wyborczy przy wyborach delegatów na Zjazd Krajowy: jeden delegat na każdą zaczętą dwudziestkę członków zwyczajnych. Lista delegatów zostaje ustalona według zwykłej większości głosów. Następni na liście po delegatach, w liczbie równej 20% liczby wybieranych delegatów (nie mniej jednak niż jedna osoba) zostają zastępcami delegatów. Liczba delegatów nie ulega zmianie, bez względu na liczbę członków zwyczajnych Oddziału w chwili otwarcia Zjazdu Krajowego PZK.

Uchwała nr 2 w sprawie likwidacji funkcji pełnomocników ZG PZK na terenach województw nie posiadających Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK.

W celu usprawnienia działalności organizacyjnej PZK na terenach województw nie posiadających Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK, Plenum ZG PZK podejmuje decyzję o likwidacji z dniem 1.02.1984 r. funkcji pełnomocników Zarządu Głównego PZK w tych województwach. Krótkofalowcy z województw: bielsko-podlaskiego, chełmskiego i zamojskiego są członkami Oddziału Wojewódzkiego PZK w Lublinie; z województw ciechanowskiego i płockiego – OW w Warszawie; z województwa przemyskiego – OW w Rzeszowie; z województwa słupskiego – OW w Koszalinie; z województwa wałbrzyskiego – OW we Wrocławiu, z województwa włocławskiego – OW w Bydgoszczy; z województw tarnobrzeskiego i radomskiego – OW w Kielcach.

W związku z tym dotychczasowi Pełnomocnicy ZG PZG przekażą w terminie 14-dniowym wszelką posiadaną dokumentację Zarządom właściwych Oddziałów Wojewódzkich PZK. Do czasu odbycia Zjazdu Wojewódzkiego Zarząd OW może zlecić dotychczasowemu pełnomocnikowi ZG PZK sprawowanie funkcji pełnomocnika ZOW PZK na terenie przyłączonego województwa lub też powierzyć tę funkcję innemu członkowi PZK z tego terenu, dokooptowując go do składu ZOW.

Uchwała nr 3 w sprawie udziału Polskiego Związku Krótkofalowców w obchodach 40-lecia Polskiej Rzeczypospolitej Ludowej.

Polski Związek Krótkofalowców, będący stowarzyszeniem społecznym wyższej użyteczności, aktywnie uczestniczącym w życiu naszej Ojczyzny, pragnie aktywność tę udokumentować udziałem w obchodach jubileuszu 40-lecia Polskiej Rzeczypospolitej Ludowej, przypadającego w roku bieżącym. Plenum, odpowiadając na inicjatywę Zarządu Oddziału Wojewódzkiego PZK w Lublinie, zobowiązuje Prezydium ZG PZK do opracowania i realizacji programu udziału w jubileuszu i apeluje do wszystkich polskich krótkofalowców o masowe włączenie się do akcji jubileuszowych.

Uchwała nr 4 w sprawie udziału Polskiego Związku Krótkofalowców w obchodach 40-lecia zwycięstwa nad faszyzmem.

Dla upamiętnienia zbliżającej się 40 rocznicy zwycięstwa nad faszyzmem i zadokumentowania wspólnoty ideowej krótkofalowców polskich z krótkofalowcami bratnich krajów socjalistycznych, Plenum ZG PZK postanawia rozpocząć przygotowania do udziału w obchodach jubileuszowych, włączając się aktywnie do programu międzynarodowej radioekspedycji „Zwycięstwo 40" koordynowanej przez Federację Radiosportu ZSRR i zaapelować do wszystkich krótkofalowców polskich o aktywny udział w imprezach i zawodach organizowanych w ramach radioekspedycji.

Uchwała nr 5.

1. Realizując społeczne zadania wynikające z uczestnictwa PZK w Patriotycznym Ruchu Odrodzenia Narodowego, Plenum ZG PZK zwraca się do Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK z zaleceniem niezwłocznego włączenia się do akcji wyborców do terenowych rad narodowych, przez nawiązanie kontaktu z Wojewódzkimi Radami PRON i zadeklarowanie zaangażowania społecznej sieci łączności radiowej w okresie wyborów, łącznie z zainstalowaniem radiostacji w oddalonych okręgach wyborczych.
2. Plenum na wniosek klubu przedstawiony przez wiceprezesa ZG PZK d/s sportowych SP3AUZ, powołuje z dniem 28 stycznia 1984 r. Polski Klub Radio-Wideografii oraz zatwierdza przedstawiony regulamin klubu łącznie z poprawkami wynikającymi ze statutu PZK.
3. Plenum Zarządu Głównego PZK nadaje Odznakę Honorową Polskiego Związku Krótkofalowców kolegom: Marianowi Salamonowi SP5CS, Tadeuszowi Roszakowi SP9AED, Romanowi Kuczerowi SP4BOS i Ryszardowi Reichowi SP4BBU.
4. Plenum zatwierdza do realizacji harmonogram głównych przedsięwzięć ZG PZK w 1984 r. przedstawiony przez Prezydium ZG PZK, z uzupełnieniami.
5. Plenum upoważnia Prezydium ZG PZK do zatwierdzenia bilansu PZK za 1983 r.

„NIEŚMIERTELNY" PROBLEM QSL

Karta QSL jest dokumentem potwierdzającym nawiązanie amatorskiej łączności radiowej lub otrzymanie raportu nasłuchowego. Poza wartością pamiątkową karty QSL mają określone wartości użytkowe: stanowią niejednokrotnie jedyną podstawę do otrzymania różnych dyplomów krótkofalarskich i do umieszczenia ich adresatów na listach klasyfikacyjnych większości stałych współzawodnictw. Z tych względów, wysyłanie kart QSL przez nadawców, jako potwierdzeń nawiązanych łączności lub otrzymanych raportów nasłuchowych, jest jednym z podstawowych obowiązków, nie tylko nałożonych ham spiritem, ale także przepisami normującymi działalność krótkofalarską.

Karta QSL powinna być wysłana:

– za każdą łączność nawiązaną po raz pierwszy między danymi radiostacjami,

– za każdą łączność na nowym pasmie i nowym rodzajem emisji (na UKF także za każdą łączność nawiązaną nowym rodzajem propagacji),

– za każdą pierwszą łączność nawiązaną pod zmienionym znakiem (okolicznościowym, „łamanym"),

– wówczas, kiedy zaistniały specjalne okoliczności, np. kiedy nasza karta liczy się od określonego czasu do dyplomu,

– jeśli stanowią tak warunki zawodów, w których braliśmy udział,

– na każde życzenie korespondenta, któremu np. poprzednie karty mogły zaginąć,

– za wszystkie otrzymane raporty nasłuchowe, sporządzone zgodnie z obowiązującymi zasadami (trzy nasłuchy, w przypadku nasłuchowca krajowego).

To teoria. A jak wygląda jej realizacja w praktyce?

Nie wygląda najlepiej. Wielu nadawców ogranicza się do wysłania jednej tylko karty QSL bez względu na późniejsze łączności innymi rodzajami emisji lub na innych pasmach, a i to nieraz z wielomiesięcznym opóźnieniem. Wielu z nas wysyła karty QSL bardzo nieregularnie, a niewielu tylko wysyła swoje karty nasłuchowcom. W takiej sytuacji problem kart QSL wraca co pewien czas na łamy periodyków krótkofalarskich i często jest przedmiotem dyskusji na pasmach amatorskich. Niektórzy dyskutanci wręcz postulują wprowadzenie jakiejś formy kontroli wysyłanych kart QSL i sankcji za uchylanie się od rzetelnego wypełniania tego obowiązku. Nie jest to oczywiście ani realne, ani celowe. Natomiast konieczne jest położenie większego nacisku podczas szkolenia krótkofalarskiego na etykę krótkofalarską – ham spirit – w tym także na obowiązek wysyłania kart QSL.

Wobec czynnych już nadawców, nieraz z wieloletnim stażem, którzy nie wywiązują się należycie z tego obowiązku, trzeba stosować inne metody: własny dobry przykład, dyskusję na ten temat w gronie koleżeńskim, z przytoczeniem dobrych i złych przykładów, a także podawanie w prasie krótkofalarskiej znaków stacji, szczególnie opieszałych w wysyłce kart QSL. Oczywiście, każdemu może zdarzyć się sytuacja, kiedy zapas kart już się wyczerpał, a nowe jeszcze nie zostały wydrukowane. Są to jednak sytuacje sporadyczne, a rzetelni krótkofalowcy odrabiają wszystkie zaległości natychmiast po otrzymaniu nowego nakładu kart.

Nie należy żałować kart QSL dla nasłuchowców. Większość z nas zaczynała od przeprowadzania nasłuchów i pamiętamy, jak cenne były dla nas otrzymywane wówczas karty. Jeśli kończący się zapas kart zmusza nas do pewnych oszczędności, to możemy potwierdzać otrzymanie raportu nasłuchowego na karcie otrzymanej od nasłuchowca i odesłać ją z powrotem. Nie ucieszymy tym zbytnio nasłuchowca, który wolałby otrzymać naszą kartę, ale umożliwimy mu jednak ewentualne wykorzystanie takiego potwierdzenia do współzawodnictwa lub dyplomu.

Osobna sprawa to sposób wypełniania kart QSL. Nie wszystkie karty są wypełniane czytelnie, co częto przysparza kłopotów QSL-managerom i doprowadza do zwrotów kart. Mam tu na myśli głównie „niezdecydowany" sposób pisania niektórych liter. W rezultacie nie wiadomo, czy to „U", czy „V", „I" czy „J", „G" czy „Q", „X" czy „Y", a może „K" itd. Często zbyt lakoniczne są informacje podawane na kartach QSL. Najczęściej dzieje się tak wówczas, kiedy powstaną duże zaległości i chcemy odrobić je w krótkim czasie, wypełniając karty „taśmowo".

Na zakończenie jeszcze jedna uwaga. Centralne Biuro QSL PZK spotyka się z (nielicznymi na szczęście) kartami QSL wysyłanymi z dopiskiem o pozakrótkofalarskich zainteresowaniach (zbierania monet czy banknotów). Takie dopiski mogą być rozumiane jako chęć wyłudzenia takich walorów i to o wartości nie tylko numizmatycznej. Dlatego też radzę zrezygnować z takich dopisków. Co innego filateliści. Wysyłając kartę QSL direct, wkładają czasem do koperty kilka polskich znaczków pocztowych, kasowych i wówczas mogą liczyć na ewentualny rewanż w tej samej formie. Następnym razem pomówimy o raportach krótkofalarskich.

SP5QU

KĄCIK POCZĄTKUJĄCEGO KRÓTKOFALOWCA

Organizacją, której władze państwowe powierzyły kierowanie całokształtem działalności krótkofalarskiej w Polsce i prawo reprezentoania tej działalności za granicą, jest Polski Związek Krótkofalowców, stowarzyszenie zponad 50-letnimi tradycjami, od szeregu lat posiadające status stowarzyszenia wyższej użyteczności. Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców (PZK) ma swoją siedzibę w Warszawie przy ul. Jaracza 2 (adres dla korespondencji: skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa, telefon 26-73-73). Tam też mieści się Centralne Biuro QSL PZK (telefon 26-65-25), zajmujące się wysyłką kart QSL – pisemnych potwierdzeń przeprowadzonych łączności.

W miastach wojewódzkich działają Zarządy Oddziałów Wojewódzkich PZK, które kierują działalnością krótkofalarską na swoim terenie. Wykaz adresów ZOW PZK poniżej.

Podstawową jednostką organizacyjną PZK jest klub, który może działać samodzielnie lub przy zakładzie pracy, szkole, innej organizacji społecznej, Domu Kultury itp. Zrzesza on zwyczajnych członków PZK, posiadających ważne zezwolenia na posiadanie i używanie radiostacji amatorskiej oraz nadzwyczajnych członków PZK – nasłuchowców. Członkami takiego klubu mogą być także osoby nie będące licencjonowanymi nadawcami lub nasłuchowcami, ale zamierzające nimi zostać, np. po odbyciu kursu krótkofalarskiego.

W Oddziale Wojewódzkim PZK zarejestrowane są kluby krótkofalarskie innych organizacji, mających krótkofalarstwo w swoim statutowym zakresie działania: Ligi Obrony Kraju i Związku Harcerstwa Polskiego. Kluby takie, noszące nazwy: „Radioklub" – w przypadku LOK i „Harcerski Klub Łączności" – w przypadku ZHP, prowadzą niekiedy szerszą działalność radioamatorską, np. organizują kursy naprawy sprzętu radiowotelewizyjnego (LOK) lub szkolą łącznościowców dla potrzeb harcerstwa (ZHP).

Członkowie klubów są zobowiązani do: regularnego opłacania składek członkowskich, udziału w zebraniach klubu i imprezach organizowanych przez klub, pracy społecznej na rzecz klubu, organizacji macierzystej i jednostki opiekującej się klubem oraz do przestrzegania regulaminu klubu, statutu organizacji macierzystej i postanowień zarządu klubu. Klub natomiast zapewnia swoim członkom, w miarę swoich możliwości: lokal na spotkania, szkolenie i dla radiostacji klubowej, przyrządy pomiarowe i narzędzia do prac technicznych, literaturę techniczną, obsługę w zakresie kart QSL, ułatwia zaopatrzenie materiałowo-sprzętowe, a także reprezentuje interesy swoich członków w wyższych instancjach organizacji macierzystej i wobec ZOW PZK.

Dobrze pracujący klub prowadzi wszechstronną działalność. Pracuje aktywnie radiostacja klubowa, prowadzony jest kurs na świadectwo uzdolnienia, konieczne dla uzyskania licencji krótkofalarskiej, członkowie klubu spotykają się często w dni klubowe, prowadząc dyskusje na tematy krótkofalarskie lub wspólnie budując urządzenia krótkofalarskie dla klubu lub dla siebie, organizowane są różne imprezy, wycieczki, a nawet ekspedycje krótkofalarskie. Niektóre większe kluby organizują zawody krajowe lub wydają dyplomy.

Na czele klubu stoi zarząd, wybierany spośród członków klubu w terminie określonym regulaminem. Jednostką nadrzędną w stosunku do klubu PZK jest Zarząd Oddziału Wojewódzkiego PZK, natomiast w stosunku do klubów LOK i ZHP – odpowiednie instancje tych organizacji.

Aby stać się w przyszłości czynnym krótkofalowcem, nadawcą lub nasłuchowcem, bądź też czynnie uprawiać inną dziedzinę krótkofalarstwa, np. szybką telegrafię sportową lub amatorską radiolokację sportową, należy najpierw stać się członkiem klubu. Informację o tym, gdzie znajduje się klub najbliżej miejsca naszego zamieszkania możemy uzyskać pisząc do właściwego ZOW PZK lub kontaktując się z właściwym terenowo Zarządem Wojewódzkim Ligi Obrony Kraju lub Komendą Chorągwi (Hufca) Związku Harcerstwa Polskiego. Należy następnie zgłosić się do wybranego klubu i dopełnić wszystkich formalności związanych ze wstąpieniem do niego. To będzie pierwszy nasz krok. Dalsza droga do czynnego uprawiania krótkofalarstwa będzie omówiona w następnym numerze.

SP5QU

ADRESY ZARZĄDÓW ODDZIAŁÓW WOJEWÓDZKICH PZK

Białystok, Łomża: skr. poczt. 13 lub ul. Stołeczna 25, Białystok

Bielsko-Biała: skr. poczt. 36 lub ul. Kierowa 10/150 Bielsko-Biała, tel. 459-27

Bydgoszcz, Włocławek: skr. poczt. 37, 85-950 Bydgoszcz lub Al. 1 Maja 27, 85-005 Bydgoszcz, tel. 22-73-73

Częstochowa: skr. poczt. 44, 42-201 Częstochowa lub ul. Wolności 50b

Elbląg: skr. poczt. 18, 82-300 Elbląg 1

Gdańsk: skr. poczt. 236, 80-958 Gdańsk 50 lub ul. Pilotów 17 m 34, Gdańsk-Zaspa

Gorzów Wlkp.: skr. poczt. 121, 66-400 Gorzów Wlkp.

Jelenia Góra: skr. poczt. 215, 58-500 Jelenia Góra lub ul. Pocztowa 10

Kalisz: skr. poczt. 47, 63-400 Ostrów Wlkp.

Katowice: skr. poczt. 346, 40-953 Katowice 2 lub ul. Mickiewicza 16, tel. (grzecznościowy) 58-86-85

Kielce, Radom, Tarnobrzeg: skr. poczt. 94, 25-953 Kielce lub Al. IX Wieków Kielc 7, tel. 492-04

Konin: skr. poczt. 3, 62-502 Konin 4 lub ul. Zakole 3 (11 piętro)

Koszalin: skr. poczt. 106, 75-950 Koszalin lub ul. Zwycięstwa 125

Kraków: skr. poczt. 606, 30-960 Kraków 1 lub ul. Basztowa 15/17, tel. 21-47-58

Krosno: skr. poczt. 73, 38-200 Jasło lub ul. Śniadeckich 15, tel. 44-07
Legnica: skr. poczt. 165, 59-220 Legnica
Leszno: skr. poczt. 61, 64-100 Leszno
Lublin, Biała Podlaska, Chełm, Zamość: skr. poczt. 213, 20-950 Lublin lub ul. Marchlewskiego 3/15a, 20-055 Lublin, tel. 304-99
Łódź, Sieradz, Piotrków Tryb.: skr. poczt. 442, 90-434 Łódź lub ul. Piotrkowska 134, tel. 36-26-86
Nowy Sącz: skr. poczt. 40, 33-310 Nowy Sącz 2 lub ul. Waryńskiego 100, Gorlice
Olsztyn: skr. poczt. 8, 10-950 Olszyn 1 lub Al. Przyjaciół 42, tel. 258-41
Opole: skr. poczt. 230, 45-952 Opole
Ostrołęka: skr. poczt. 12, 07-400 Ostrołęka lub ul. Sienkiewicza 3/34
Piła: skr. poczt. 75, 64-920 Piła
Poznań: skr. poczt. 349, 60-967 Poznań 1
Rzeszów, Przemyśl: skr. poczt. 134, Rzeszów lub ul. Nowotki 1–3/160a, tel. 384-24
Siedlce: skr. poczt. 15, 08-110 Siedlce 2 lub ul. Świerczewskiego 100/102, tel. 221-29
Skierniewice: skr. poczt. 10, 96-100 Skierniewice lub ul. Jagiellońska 15
Suwałki: skr. poczt. 44, 16-400 Suwałki
Szczecin: skr. poczt. 599, 70-952 Szczecin lub ul. Dworcowa 20
Tarnów: skr. poczt. 144, 33-100 Tarnów 1, lub ul. Traugutta 1, 33-101 Tarnów 3
Toruń: skr. poczt. 94, 87-100 Toruń lub ul. Wielkie Garbary 9, tel. 285-29
Warszawa, Płock, Ciechanów: skr. poczt. 3, 00-955 Warszawa lub ul. Solec 28, tel. 21-54-94
Wrocław: skr. poczt. 2003, 50-933 Wrocław 14 lub ul. Powstańców Śl. 134, tel. 67-35-14
Zielona Góra: skr. poczt. 14, 65-950 Zielona Góra, lub Pl. Bohaterów Stalingradu 4, tel. 726-82.

* * *

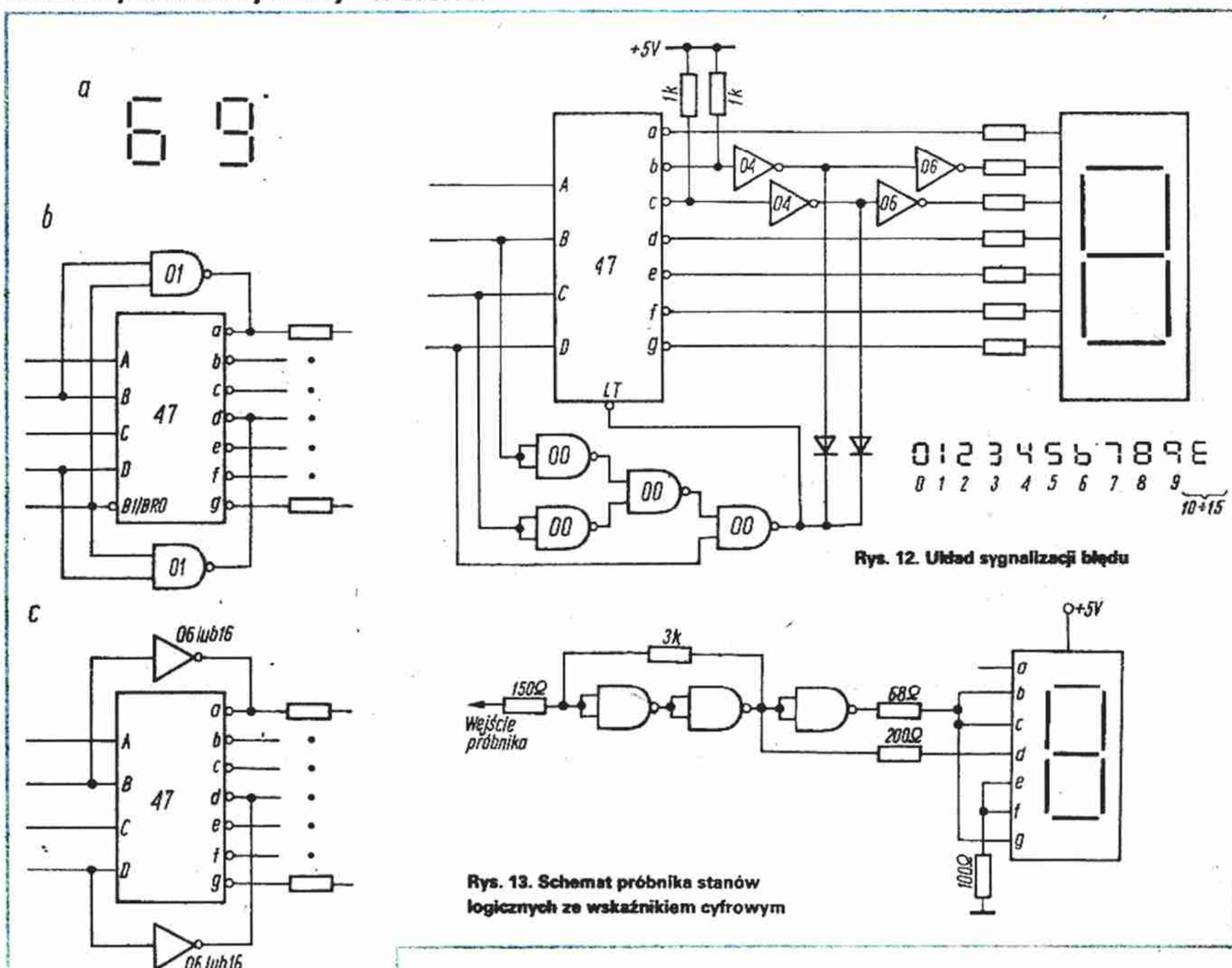
Należy zwrócić uwagę na fakt, że nie we wszystkich województwach znajdują się Zarządy Oddziałów Wojewódzkich PZK. W takich województwach krókofalowcy są obsługiwani przez sąsiednie ZOW PZK, co wynika zresztą z powyższego wykazu adresów.

Przy kontaktowaniu się z właściwym ZOW PZK należy korzystać w pierwszym rzędzie z podanej skrytki pocztowej.

Dni i godziny otwarcia poszczególnych biur ZOW PZK są różne, toteż przed osobistą wizytą, tam gdzie ZOW PZK dysponuje lokalem, należy poznać te terminy.

SP5QU

Podstawy techniki cyfrowej – *cd. ze str. 26*



Rys. 12. Układ sygnalizacji błędu

Rys. 13. Schemat próbnika stanów logicznych ze wskaźnikiem cyfrowym

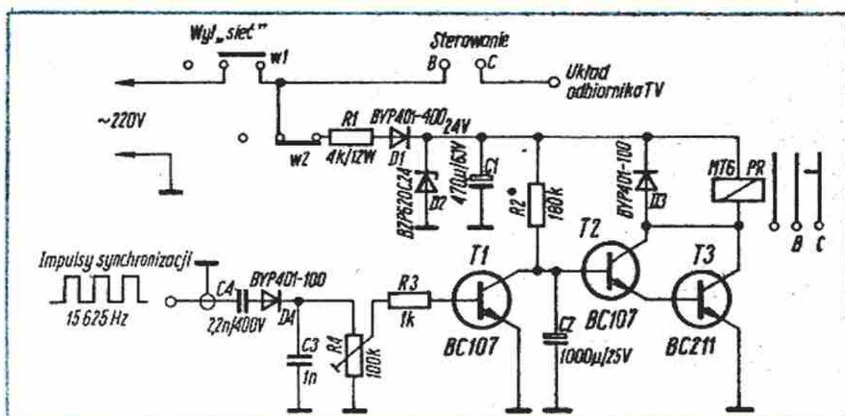
Rys. 11. Poprawianie kształtu cyfr
a – kształt poprawionych cyfr,
b – układ zapewniający poprawiony kształt cyfr,
c – układ zapewniający poprawiony kształt cyfr bez możliwości wygaszania zer nieznaczących

Jako przykład niestandardowego wykorzystania wskaźnika cyfrowego przedstawiono na rys. 13 układ próbnika stanów logicznych. Zastosowany tu sposób sterowania wskaźnikiem umożliwia wyświetlenie tylko dwóch symboli: L H oznaczające odpowiednio niski i wysoki poziom napięcia w badanym punkcie układu cyfrowego. W przypadku przyłączenia do wejścia próbnika ciągu impulsów, wyświetlane są na przemian symbole „L" i „H", co przy niewielkiej częstotliwości (ok. 25 Hz) i wskutek bezwładności oka powoduje, że widoczny jest symbol:

Cd. w następnym nrze

Automatyczny wyłącznik odbiornika telewizyjnego

Układ przedstawiony na rysunku samoczynnie wyłącza odbiornik telewizyjny po zakończeniu nadawania programów. Jest wygodny w przypadku oglądania późnych programów wieczornych.



Wyłącznik składa się z kondensatora C4 dołączonego do wyjścia separatora impulsów synchronizacji poziomej. Impulsy te, po wyprostowaniu, ładują kondensator C3. Tranzystor T1 jest w stanie przewodzenia, natomiast tranzystory T2 i T3 są w stanie zatkania. Odbiornik jest włączony do sieci, gdy przekaźnik PR ma zwarte zestyki bierne. W momencie zaniku impulsów sterujących, tranzystor T1 jest w stanie zatkania, a pozostałe w stanie przewodzenia. Następuje wówczas rozwarcie zestyków przekaźnika i wyłączenie odbiornika. Kondensator C2 służy do opóźniania działania układu, co jest szczególnie ważne w przypadku ponownego włączenia telewizora (lampowego), zmiany kanału lub też przypadkowego wypadnięcia kabla antenowego.

Elementy R1, D1, D2, C1 tworzą zasilacz układu. Układ można skonstruować również w inny sposób.

W celu ponownego włączenia telewizora należy najpierw odłączyć go od sieci za pomocą wyłącznika w1, a następnie ponownie włączyć po czasie około 1 min (dla lampowych). W razie potrzeby cały układ można zablokować wyłącznikiem w2. W tym celu można wykorzystać przełącznik, np. „tony wysokie", stosowany w większości odbiorników. Istnieje możliwość zastąpienia przekaźnika PR odpowiednim elektromagnesem, którego cewka ma rezystancję około 1 kΩ. Kotwica elektromagnesu musi być sprzężona z zawleczką wyłącznika sieciowego w1. Wersja ta wydaje się bardziej atrakcyjna, lecz przysparza więcej kłopotów z czysto mechanicznych względów. Dla tej wersji punkty B i C są zwarte.

Paweł Świerczyński

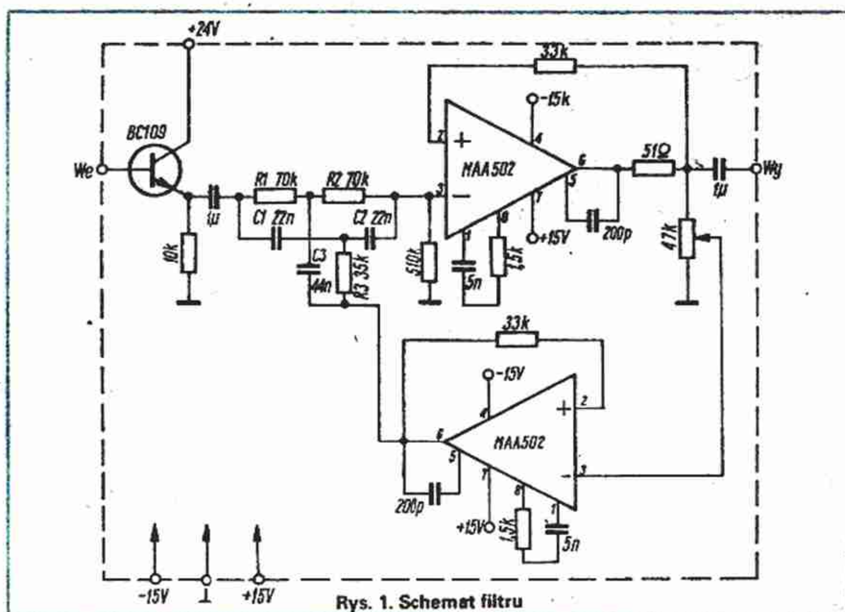
Eliminacja przydźwięku w gramofonie „Fonomaster" WG-610f

Jednym z niekorzystnych efektów pracy napędu gramofonu Fonomaster jest słyszalny wyraźnie w kolumnach głośnikowych przydźwięk 100 Hz. Silnik gramofonu zasilany prądem zmiennym wytwarza drgania o częstotliwości dwa razy większej niż w sieci. Drgania te przez zawieszenie, talerz i ramię przenoszą się na wkładkę adapterową. Istniejący filtr antywibracyjny 80 Hz nie spełnia swojego zadania, natomiast zastosowanie filtru aktywnego eliminuje zupełnie wspomniany przydźwięk.

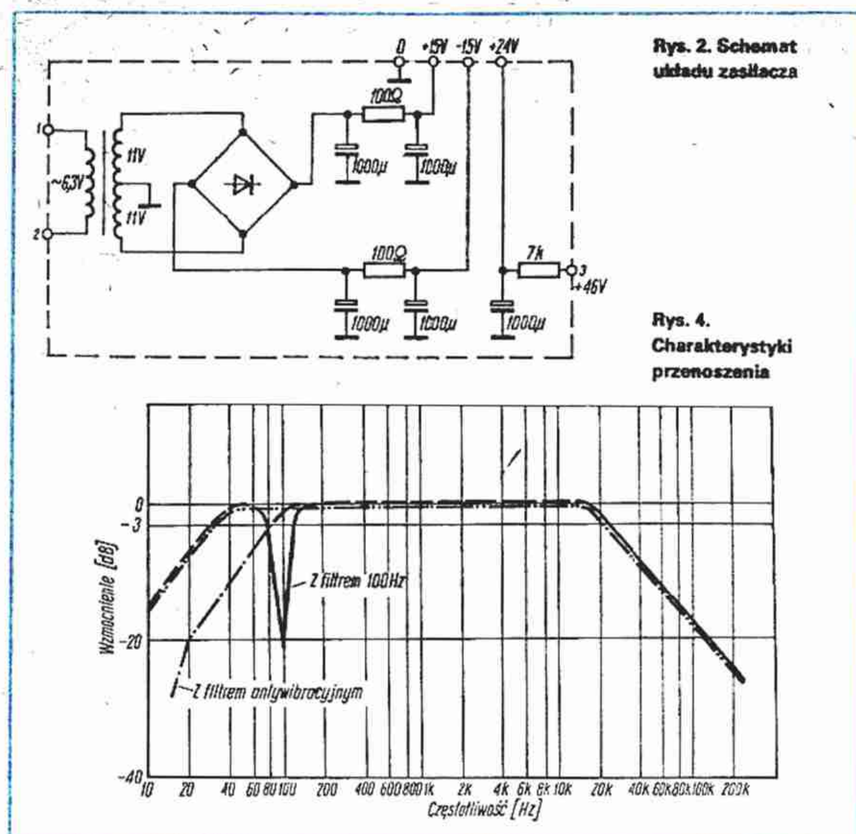
Proponowany układ dla jednego kanału składa się z czwórnika „podwójne T" oraz dwóch wtórników (rys. 1). Całość pracuje jako filtr aktywny, pasmowozaporowy z dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Układ ma regulację pasma tłumienia za pomocą potencjometru. Tranzystor wejściowy zapewnia dopasowanie układu do współpracy z przedwzmacniaczem gramofonu.

Elementy czwórnika należy dobrać z dokładnością co najmniej 1%, ponieważ od tego zależy selektywność i wielkość tłumienia. Jeżeli nie dysponujemy elementami o takiej tolerancji, należy je wybrać spośród elementów o gorszej tolerancji. Wartości podane na schemacie mogą ulec zmianie, jednakże muszą spełniać następującą zależność:

R1 = R2 = 2R3, C1 = C2 = 0,5·C3, 628·R1C1 = 1.

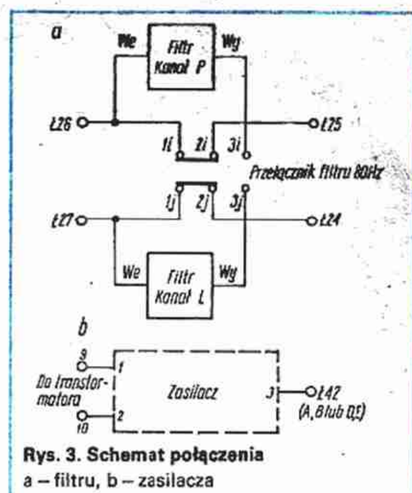


Rys. 1. Schemat filtru



Rys. 2. Schemat układu zasilacza

Rys. 4. Charakterystyki przenoszenia



Rys. 3. Schemat połączenia
a – filtru, b – zasilacza

Zamiast użytych wzmacniaczy operacyjnych typu MAA502 można zastosować inne, zapewniając odpowiednią kompensację częstotliwościową.

Do budowy zasilacza (rys. 2) potrzebny jest transformator o mocy około 3 W, którego uzwojenie pierwotne najkorzystniej jest dołączyć do uzwojenia 6,3 V transformatora zasilającego gramofon. Napięcie zasilania wzmacniaczy operacyjnych typu MAA502 może się wahać od 7 do 15 V.

Wyprowadzenia układu dołącza się kablem ekranowanym do przełącznika filtru 80 Hz, tak jak pokazano na rys. 3a. Na rys. 3b przedstawiono sposób połączenia zasilacza. Filtr antywibracyjny można pozostawić lub usunąć przez wylutowanie kondensatorów C123, C124, C223 i C224. Płytkę z wykonanym układem można umieścić przy zasilaczu wzmacniacza. Dla uniknięcia przydźwięku sieci należy masę filtru połączyć z przewodem w miejscu lokalizacji tranzystora T106 lub T206. Przy uruchamianiu układ nie wymaga żadnych regulacji.

Dla porównania parametrów przenoszenia przedstawiono charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe wzmacniacza przy włączonym i wyłączonym filtrze 100 Hz oraz charakterystykę fabrycznego filtru antywibracyjnego (rys. 4).

Charakterystykę w pobliżu częstotliwości 100 Hz kształtuje się potencjometrami zmontowanymi oddzielnie dla każdego kanału. Charakterystyka przedstawiona na rysunku 4 w minimalnym stopniu zmienia brzmienie odtwarzanych nagrań płytowych. Można ją uzyskać przez ustawienie potencjometów w położeniu, w którym rezystancja między suwakiem a masą wynosi ok. 40 kΩ.

mgr inż. Andrzej Hak

z kraju  i ze świata

■ **Technika cyfrowa** umożliwia już dzisiaj w Japonii świadczenie nowych usług abonentom telewizji kablowej. W firmie Sony opracowano system o kryptonimie CADA (Cable Digital Audio and Data Transmission). Dzięki niemu można umieścić w niewykorzystanym kanale TV, o pasmie 6 MHz, 4 programy stereofoniczne najwyższej jakości (odpowiadającej poziomowi dyskofonu CD), nazwane ultra-high-fidelity. Każdy z programów U-Hi-Fi można zamienić na dwa konwencjonalne programy hi-fi lub na cztery programy muzyczne odpowiadające standardowi radiofonicznemu, bądź też na osiem kanałów przeznaczonych do innych celów. Programy mogą być rozsyłane do wszystkich użytkowników lub kodowane, adresowane tylko do niektórych odbiorców. Do przesyłania dźwięku U-Hi-Fi wykorzystuje się modulację PCM 16-bitową z częstotliwością próbkowania 44,1 kHz, do Hi-Fi 8-bitową – 44,1 kHz, zaś do sygnału radiofonicznego 8-bitową z częstotliwością próbkowania 22,05 kHz. Przyjęcie systemu modulacji PCM umożliwia jednoczesne przesyłanie różnych sygnałów bez ich wzajemnego wpływu na siebie.

System CADA zawiera również urządzenia „poczty elektronicznej". Nadchodzące do określonego adresata informacje mogą być w czasie jego nieobecności magazynowane w pamięci odbiornika. W każdym kanale transmisji danych można przesyłać 8 równoległych sygnałów facsimile w tempie 22,05 bitów/s i również w tym samym tempie dane do komputera domowego lub program gry telewizyjnej do zarejestrowania na taśmie. W przyszłości przewiduje się objęcie systemem CADA również innych funkcji, jak np. automatyczne przejmowanie sygnałów ostrzegawczych z monitorów o przecieku gazu lub z sond przeciwpożarowych. Z chwilą opanowania produkcji układów scalonych, umożliwiających magazynowanie w odbiorniku sygnałów TV jednej ramki będzie można przesyłać przez system CADA obrazy nieruchome wykorzystując je w różnych celach, np. prezentacja towaru w zamówieniach telefonicznych.

ogłoszenia

Telewizyjne głowice zintegrowane (typ ZTG) naprawiam. Roczna gwarancja. Mgr inż. Adam Skubis, ul. Karłowicza 2/7, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą).

Strojenie, naprawy adaptorów UHF, telewizyjnych głowic VHF/UHF, wykonuje unikalną aparaturą Zakład Elektroniczny, Andrzej Wójcik, Cieszyńska 6, 02-716 Warszawa, tel. 47-18-87. Koszt 700 zł, zgodność z warunkami technicznymi, roczna gwarancja.

Mikrofonowe wkładki krystaliczne – 240 zł/szt. wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

Mikrofonowe przystawki do akordeonów. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź.

Wykonuję zestawy urządzeń elektronicznych. Ponad 30 zestawów (wykrywacz metali, przystawka zmieniająca telewizor w oscyloskop itp.). Zbigniew Przybysz, 58-550 Bieruntowice.

Negatywy, diapozytywy obwodów drukowanych matryc z dokładnością do 0,1 mm na materiałach DU PONT, KODAK, ORWO wykonuje Foto-Studio, Al. Jerozolimskie 99, Warszawa, tel. 28-87-23, od 10^{00}–18^{00}. Terminy krótkie.

Kupię TX KF. Oferty z ceną i opisem kierować pod adresem: Bolesław Bagiński, ul. Konopnickiej 13, 11-400 Kętrzyn.

Wykonujemy wzmacniacze i kolumny estradowe, naprawy głośników. Zakład Usług Elektronicznych, Lermontowa 18, 92-512 Łódź.

Zegary cyfrowe oparte na układzie MC 1203 poleca APECTON, skr. poczt. 102, 76-270 Ustka.

Zmontowane płytki wysokiej klasy wzmacniaczy mocy 80 W/4 Ω (stopień końcowy) klientom z Łodzi i okolic sprzedaje sklep w Łodzi, ul. Zgierska 7, z Warszawy i okolic – sklep przy ul. Promenada 5/7, pozostałym klientom wysyła za zaliczeniem pocztowym Zakład Elektroniczny, 95-070 Aleksandrów Łódzki, skrytka pocztowa 60. Wysyłamy informacje po otrzymaniu zaadresowanej koperty zwrotnej.

Naprawiam głowice ZTG wszystkich typów. Andrzej Kulibaba, ul. Andersena 2 m 6, 01-911 Warszawa. Informacje tel. 35-57-80, godz. 17–19 (można przesłać pocztą).

Sprzedam układy scalone. Wrocław, telefon 61-09-07.

Oscyloskopy: ekran 6 cm, pasmo 0...1 MHz, czułość 30 mV/dz, kalibrowany, cena 23 000 zł, wykonuje na zamówienie ZAKŁAD ELEKTRONICZNY, ul. Śliczna 12/111, 31-444 Kraków.

Reduktor szumów Hi-Fi 50 dB sprzedam. Niżewski, ul. Askenazego 3 m 51, 03-580 Warszawa (Targówek, pętla 160), tel. 42-88-03.

Blok zasilania, regulacji – Jowisz – sprzedam. Iwański, ul. Droga Męczenników Majdanka 5/31, 20-325 Lublin.

Nowoczesne przyrządy do sprawdzania i elektronicznej regeneracji kineskopów kolorowych i czarno-białych ELJAR 831. Zakład Elektroniczny, inż. Zbigniew Jarzębiak, ul. Żniwna 27E, 94-250 Łódź, tel. 51-99-83 (w godz. 8–10).

Kupię-zlecę wykonanie transceivera. Andrzej Pękalski, ul. Popowicka 138/23, 54-238 Wrocław.

Kupię transformator wysokiego napięcia TWS-70P1 do „ELEKTRONIKA WŁ-100". Tel. 36-57-37 (od 8–14). Warszawa, ul. Kopińska 17 m 9.

Kupię uruchomione VFO i inne części do SP5WW. W rozliczeniu mogę odstąpić przyrządy pomiarowe. Bogdan Jarzynka, Nowy Rynek 5, 13-230 Lidzbark k. Działdowa, tel. 117.

Sprzedam miernik uniwersalny. Poszukuję wyświetlaczy LCD – 3,5 cyfry h>12 mm, schematu układu FCM-7015. Sobel, Pstrowskiego 78/15, 41-803 Zabrze.

Odstąpię schematy profesjonalnych wykrywaczy metali. Kupię kwarc 3,5 MHz. Jerzy Turlejski, ul. Żołnierzy Września 3, 97-360 Kamieńsk.

Kupię trzy układy scalone CD4060 i dwa kwarce 1 MHz. S. Gnybek, ul. Szkocka 57/4, 54-402 Wrocław.

Lampy oscyloskopowe 5Ł038, 8Ł029, B6S1, Nixie ZM566M, woltomierze tablicowe, kwarce 1 MHz i 100 kHz kupię. Tadeusz Sekura, Jutrzenki 31 m 87, 43-300 Bielsko-Biała.

Sondę w.n. kupię. Adam Sękowski, 00-973 Warszawa, skr. poczt. 19.

Pilnie kupię numery „Radioelektronika"' 1, 2, 3, 4, 5, 11/83. Jan Oleksiewicz, ul. Cegielniana 8/1, 93-346 Łódź.

FANTRONIC skup, sprzedaż i wymiana: części, sprzętu, narzędzi, przyrządów pomiarowych i urządzeń ELEKTRONIKI pochodzenia zagranicznego i krajowego. Prowadzimy operacje rachunkowe z Rzemiosłem i Instytutami, pośrednictwo handlowe oraz sprzedaż wysyłkową. Zamówienia, oferty pisemne, i osobiste: FANTRONIC, ul. Targowa 3, skr. poczt. 443, 42-217 Częstochowa.

Odstąpię kwarce 1, 5, 10 MHz, układy UCY7400, 7442, 7447, 74H53, 7473, 7474, 7475, 7493, 75107, 75110, fototranzystory BPYP22, tranzystory BC211-16. Sypek, Reja 6/32, 50-354 Wrocław. Dołączyć kopertę, znaczek.

Sprzedam falomierz-generator. Waldemar Rozum, Projektowana 1, 05-400 Otwock-Soplicowo.

Sprzedam lub zamienię układy scalone – głównie zachodnie. Po otrzymaniu koperty zwrotnej wysyłam spis. P. Bartoszek, ul. Staromiejska 32, 44-109 Gliwice 9.

Nowo otwarty sklep elektroniczny poszukuje producentów dobrego sprzętu oraz podzespołów. Oferty: 80-264 Gdańsk-Wrzeszcz, Klonowa 1, pawilon 30, tel. 41-27-99 w. 219.

Kupię głowicę uniwersalną produkcji zachodniej, nadającą się do magnetofonu „Dama Pik". Janusz Sabat, Nadole 62, 38-450 Dukla.

Kupię książkę J. Podobasa i J. Kani „JOWISZ – odbiornik tv kolorowej". B. Kruszewski, Świerczewskiego 42/1, 44-100 Gliwice, tel. 31-44-55.

Aparaturę radziecką do zdalnego sterowania modeli 6-kanałową kompletną sprzedam lub zamienię na oscyloskop. Kazimierz Haratym, ul. Gwiezdna 15/16, 82-300 Elbląg.

Kupię skrzynkę „JOWISZA 04" lub „TC 501" z wyposażeniem w plastyki oraz uchwyty cewki rozmagnesowującej na kineskop. Sprzedam BR 2001, BZ 2001, MN, MM, MV 2001. Bolesław Domin, ul. Kazimierza Wielkiego 8F/2, 47-220 Kędzierzyn-Koźle.

Z powodu choroby wycofuję się z elektroniki. Do wyprzedania duży wybór części elektronicznych. Konstanty Obuchowicz, 90-960 Łódź 11, skr. poczt. 98.

Kupię układ scalony AY-3-8610 z podstawką. Zbigniew Piaseczny, Żwirki i Wigury 12/17, 59-700 Bolesławiec.

Kupię wykrywacz metali kolorowych – zasięg ok. 2 m. Zbigniew Bednarz, 42-472 Brudzowice 2.

Sprzedam zmontowane płytki elektronicznych zamków szyfrowych, wyłączników dźwiękowych (2100 zł), próbników stanów logicznych (900 zł) – za zaliczeniem pocztowym. Świątkowski, ul. Brzechwy 16/6, 82-300 Elbląg.

Pilnie kupię lutownicę transformatorową. Oferty z ceną kierować: M. Korytko, Osiedle Kombatantów 19/17, 37-500 Jarosław.

Kupię zasilacz sieciowy typu P. 6909/III. J. Mieczyński, ul. Wojska Polskiego 161c/14, 18-400 Łomża.

Uniwersalne płytki drukowane tanio sprzedam. Na życzenie wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Leszek Kaźmierski, ul. Pomorska 29/3, 50-216 Wrocław.

Poszukuję układów scalonych LM-748 (μA), tranzystorów BDP-495/496 lub 2N6491/6488 względnie TIP 2955/3055. Posiadam układy scalone: TBA231, MDA2020, LM1011. Jarosław Pietrowski, Walecznych 2/34, 85-828 Bydgoszcz.

Sprzedam kompletne płytki wzmacniaczy mocy 15...60 W. Hajnysz, Wojtkowizna 2, 11-020 Klebark Wielki.

Kupię 12 sztuk układów scalonych SAH 220. Oferty z ceną kierować na adres: Marion, Zawadzkiego 19/54, 63-100 Śrem.

Wykonuję uniwersalne obudowy do urządzeń elektronicznych. Wysyłam prospekt (znaczek a' 6 zł). Cimała, 43-445 Dzięgielów 178.

Kupię diody mikrofalowe BXYP14, D4900, MAA40079, 1N23B itp., lampę impulsową IFK120. E. Molitor, Murarska 5, 44-240 Żory.

Kupię układ scalony AY-3-8765. Oferty kierować na adres: Maciej Nowak, Przykop 8, 11-031 Nowa Wieś.

Zakład Elektroniczny, ul. PPR 3/1, 63-300 Pleszew, tel. 22-445 zakupi pilnie oscyloskop dwukanałowy, pamięć EPROM, najchętniej 2708 lub 2716.

Wzmacniacze antenowe polepszające odbiór programów telewizyjnych w kanałach 21–41, cena 1370 zł; wzmacniacze szerokopasmowe od 1 do 60 kanału, możliwość podłączenia trzech odbiorników, cena 3390 zł; próbniki do badania tranzystorów i diod bez konieczności wymontowywania tych elementów z układu, cena 1200 zł – wysyła: Zakład Elektroniczny „ELSTERN", ul. 3 Maja 12, 63-900 Rawicz.

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynniki, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 420 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skr. poczt. 344.

Pilnie kupię dwa wskaźniki wychyłowe do magnetofonu „Aria". Jarosław Ellwardt, ul. Polna 8/1, 84-104 Jastrzębia Góra, tel. 740-611 w. 89.

Sprzedam kwarce – różne. Wykaz – po załączeniu zwrotnie zaadresowanej koperty. Ulecki, 98-100 Łask, skr. poczt. 48.

SINCLAIR ZX81 – komputer osobisty z pamięcią MEMOPAK 16 kbit oraz prostym oprogramowaniem, a także grę elektroniczną „SOCCER" sprzedam. Tarnów, tel. 86, wewn. 10-74.

Wytwarzanie kamer pogłosowych dla osób prywatnych i instytucji. Warszawa, ul. Świerczewskiego 113 m. 83.

Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje Dział Ogłoszeń i Reklamy WCiKT SIGMA, ul. Bartycka 20, 00-716 Warszawa, tel. 40-30-89 w godz. 9.00–15.00.
Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

Prosty próbnik tranzystorów

Próbnik umożliwia szybkie sprawdzenie tranzystorów bipolarnych n-p-n i p-n-p. Nie wymaga stosowania przełącznika, miernika i wyłącznika zasilania.

Układ próbnika składa się z multiwibratora, detektora i wzmacniacza prądu stałego. Nietypowy układ multiwibratora powstał w wyniku realizacji następujących założeń: wykorzystanie tranzystorów typu n-p-n i p-n-p oraz brak poboru prądu po wyjęciu jednego z tranzystorów.

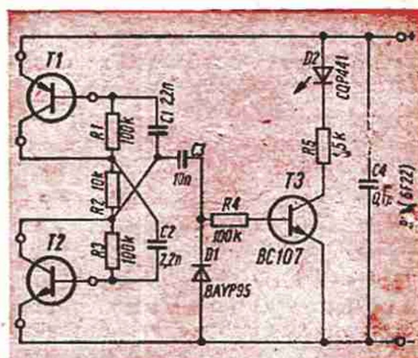
Rezystory R1, R3 polaryzują bazy tranzystorów T1, T2, wprowadzając duże ujemne sprzężenie zwrotne, które stabilizuje punkt pracy tranzystorów w dużym zakresie zmian współczynnika wzmocnienia prądowego. Rezystor R3 jest wspólnym obciążeniem kolektorów obu tranzystorów. Kondensatory C1, C2 zamykają pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego.

Tranzystory T1 i T2 są mocowane w podstawkach pomiarowych. W czasie sprawdzania jeden z nich jest tranzystorem wzorcowym, a drugi tranzystorem badanym. Jeżeli oba tranzystory są sprawne, układ generuje przebieg o częstotliwości ok. 5...6 kHz. Wartości pojemności kondensatorów C1 i C2 nie są krytyczne i mogą się różnić od podanych na schemacie.

Zmienny przebieg jest prostowany w układzie prostownika równoległego, utworzonego z kondensatora C3 i diody D1. Napięcie stałe przez rezystor R4 steruje wzmacniaczem prądu stałego (tranzystor T3) którego obciążeniem jest dioda elektroluminescencyjna D2. Kondensator C4 jest kondensatorem filtrującym.

Układ pracuje poprawnie w zakresie napięć zasilania od kilku do kilkunastu woltów. Należy tylko dobrać doświadczalnie wartości rezystorów R4 i R5, aby uzyskać prawidłowe świecenie diody D2. Układ jest odporny na wszelkie zwarcia międzyelektrodowe badanych elementów.

Po wyjęciu jednego z tranzystorów, ze źródła zasilania jest pobierany prąd równy prądowi zerowemu tranzystora T3.



W czasie sprawdzania tranzystora układ pobiera prąd około 6 mA.

Jako tranzystory wzorcowe T1 i T2 można zastosować tranzystory serii BC, np. BC177 i BC107 lub BC157 i BC147.

Marek Suder

Uproszczenie ruletki elektronicznej

W numerze 7–8/81 „Re" był przedstawiony schemat układu elektronicznej ruletki. Przez wprowadzenie drobnych zmian w tym schemacie można zaoszczędzić jeden układ scalony przez pominięcie układu US5 (dekoder typu UCY74154N). Fragment schematu uproszczonej ruletki przedstawiono na rysunku. Pozostała część schematu (układy US1, US2, US3) pozostaje niezmieniona.

Jak wynika ze schematu, dioda elektroluminescencyjna świeci tylko wtedy, gdy na odpowiednim wyjściu demultipleksera US4 jest niski stan napięciowy, a na odpowiednim wyjściu przerzutnika US3 – stan wysoki „1". Rezystory R4 i R5 ograniczają wartość prądu płynącego przez diody. Dioda D włączona w obwód zasilania demultipleksera zabezpiecza diody elektroluminescencyjne przed napięciem wstecznym, większym od dopuszczalnego. Przy zasilaniu układu napięciem mniejszym od 4,7 V dioda ta jest zbędna. Uproszczenie zmniejsza pobór prądu układu ruletki.

Maciej Rudaś

Od Redakcji

Publikując propozycję uproszczenia układu ruletki zwracamy uwagę na nietypowe warunki przerzutnika US3 (UCY7473). W proponowanym rozwiązaniu prąd wyjściowy znacznie przekracza maksymalną wartość 400 μA zalecaną w katalogach. Można jednak dopuścić te nietypowe warunki pracy, gdyż przerzutnik nie jest w tym przypadku wykorzystywany do sterowania układów logicznych, a jedynie do zasilania diody. Katalogowy prąd zwarciowy przerzutnika typu 7473 jest równy 57 mA i dopuszczalne jest pobieranie tego prądu z nie więcej niż jednego wyjścia. Ten warunek jest spełniony w przedstawionym układzie.

